4/2

Muziek-elektronica

Voorversterkers

x 4/2.6 **Zeskanaals audiomenger**
(verschenen in de 19e aanvulling)

x 4/2.7 **Universele stereo graphic equaliser**
(verschenen in de 19e aanvulling)

4/2.8 **Universele Baxandall-regeling**
(verschenen in de 39e aanvulling)

4/2.11 **Automatische volumeregelaar met lage vervorming**
(verschenen in de 47e aanvulling)

4/2.14 **Ruisarme microfoonversterker**
(verschenen in de 67e aanvulling)

4/2.18 **Universele spanningsgestuurde versterker**
(verschenen in de 75e aanvulling)

4/2.19 **Versterker voor parabool microfoon**
(verschenen in de 82e aanvulling)

4/2.26 **Universele voorversterker met lage ruis**
(verschenen in de 108e aanvulling)

4/2.27 **Universele uitbreidbare mengmodule**
(verschenen in de 109e aanvulling)

Effectschakelingen

4/2.1 **Phaser voor elektronische gitaren**
(verschenen in de 1e aanvulling)

4/2.3 **Het MSS-synthesizer systeem** [1)]

4/2.5 **Tremolo/lesley unit**
(verschenen in de 33e aanvulling)

4/2.16 **Basisbreedte regeling voor beter stereo-TV geluid**
(verschenen in de 72e aanvulling)

4/2.23 **Van LP naar CD-ROM**
(verschenen in de 101e aanvulling)

4/2.29 **Eenvoudige vocoder: laat uw stem een gitaar doen zingen**
(verschenen in de 123e aanvulling)

Eindversterkers

4/2.9 **Universele OPA**
(verschenen in de 39e aanvulling)

4/2.13 **Universele LF-eindversterker**
(verschenen in de 62e aanvulling)

4/2.17 **Universele oversturingsindicator voor eindversterkers**
(verschenen in de 75e aanvulling)

4/2.22 **Universele 3 W_{eff} eindversterker**
(verschenen in de 99e aanvulling)

Diversen

4/2.2 **Een elektronische metronoom**
(verschenen in de 1e aanvulling)

4/2.4 **Universele sirene**
(verschenen in de 30e aanvulling)

4/2.10 **Miniatuur orgeltje met "strijkstok"**
(verschenen in de 40e aanvulling)

4/2.12 **MIDI-THRU box met vier uitgangen**
(verschenen in de 51e aanvulling)

4/2.15 **Infarode, FM-gemoduleerde draadloze AF-link**
(verschenen in de 68e aanvulling)

4/2.20 **Uitbreidbaar multi-vox orgeltje**
(verschenen in het 2e basiswerk)

4/2.21 **Een elektronische metronoom (2)**
(verschenen in de 94e aanvulling)

4/2.24 **Optische koppeling voor LF-signalen**
(verschenen in de 102e aanvulling)

4/2.25 **Peak VU-meter met LED-module**
(verschenen in de 107e aanvulling)

4/2.28 **Peak Programme Meter (PPM) met LED-meter**
(verschenen in de 110e aanvulling)

[1)] Dit hoofdstuk heeft een eigen inhoudsopgave

4/2.1

Phaser voor elektronische gitaren

In de muziek-elektronica wordt vaak gebruik gemaakt van een bepaald geluids-effect dat door het leven gaat onder de benaming "phaser" of "fase-verschuiver". Het muzikale effect van zo'n schakeling is moeilijk met woorden te omschrijven, men kan het in feite alleen beluisteren. Diverse moderne groepen maken voornamelijk bij drum-soli vaak gebruik van een overdadige hoeveelheid "phasing" waardoor een extra bijna buitenaards ruimtelijk geluidsbeeld ontstaat. Bekend voorbeeld is bijvoorbeeld de lange drum-solo in het nummer "Just a poke" van de Duitse groep "Sweet Smoke". Hoe dan ook, "Phasers" zijn een zeer gevraagd produkt en gelukkig is er niet zoveel nodig om zelf een goed werkende schakeling te bouwen: twee viervoudige operationele versterkers, twee viervoudige JFET-arrays en een doodgewone 741 op-amp.

Om de principiële werking van de schakeling te verduidelijken gaan we eerst dieper in op hoe men in de professionele geluids-techniek, dus in opname-studio's het beroemde effect opwekt. Men gebruikt daar tegenwoordig vaak een methode die als "flanging" bekend staat. Het signaal wordt eerst twee maal opgenomen en nadien tezelfdertijd afgespeeld op twee recorders waarbij echter de snelheid van een van de machines iets verlaagd is. De twee signalen worden met elkaar vermengd en opgenomen op een derde machine. Die vertraagde snelheid van een van de machines heeft uiteraard tot gevolg dat de frequenties van alle van deze recorder afkomstige signalen iets verlaagd zijn. Door het mengen van dit "vervormde" signaal met het originele ontstaan allerlei fase-verschuivingen en op ieder moment van het proces zal er wel minstens één frequentie zijn, waarvan de fase-verschuiving tussen beide signalen exact 180° bedraagt. Bij het meng-procédé vallen deze signalen tegen elkaar weg, met andere woorden het signaal verdwijnt uit het geluid! Nu zal op het ene moment een signaal met een frequentie van 1 kHz dit lot ondergaan en een ogenblik later een signaal met een frequentie van 3,3 kHz, om maar wat te noemen. Deze "glijdende" tegenfase door de gehele frequentie-band veroorzaakt het "phasing"-effect. Zuiver theoretisch gesproken zou men het effect het beste kunnen benaderen door het signaal toe te voeren aan een zogenoemd kam-filter met continu varieerbare onderdrukkings-frequenties.

In dit artikel wordt een zuiver elektronische werkende "phaser" voorgesteld, waarbij het fase-verschuivende effect wordt bereikt door het signaal door een aantal in serie geschakelde en door mid-

4.2.1 Phaser voor elektronische gitaren

del van een gelijkspanning af te stemmen simpele fase-draaiers te sturen. De frequentie waarbij de fase-verschuiving van een trap gelijk is aan 90° wordt gegeven door een formule:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$$

Men kan dus zowel de condensator C als de weerstand R (dat is de weerstand die is geschakeld tussen de niet-inverterende ingang van de operationele versterker en de massa) variëren, maar het zal duidelijk zijn dat het zo goed als onmogelijk is een systeem te verzinnen waarmee men de condensator-waarde over een groot bereik door middel van een spanning kan variëren. Bij de weerstand gaat dat veel gemakkelijker, men hoeft maar een FET parallel te schakelen en de gate van dit onderdeel te sturen met de regel-spanning! Sperlaag-FET's zijn immers uitstekend bruikbaar voor het opbouwen van een spannings-gestuurde weerstand. Bij volledig opengestuurde FET ligt de source-drain weerstand in de buurt van de 100 Ohm, bij volledig dichtgestuurde FET stijgt de weerstand tot ongeveer 10 k-Ohm. Kortom, een regelbereik van een factor 100, meer dan voldoende om de frequentie waarbij 90° fase-draaiing optreedt over een breed gebied te verschuiven. De schakeling is opgebouwd uit zes in wezen identieke in serie geschakelde trappen. Het 90°-punt is echter steeds over één oktaaf verschoven. Het totale frequentie-bereik loopt dus van ongeveer 160 Hz tot 3,2 kHz, meer dan voldoende om alle in de muziek-elektronica voorkomende basis-frequenties onder handen te nemen. Voor de in deze schakeling toegepaste FET-arrays van National Semiconductor moet de gate-stuurspanning variëren tussen +5 en +8 V. Zoals uit het schema blijkt, kan men deze spanning zowel met de hand door middel van het verdraaien van de potmeter van 100 k-Ohm regelen als volledig automatisch met behulp van een driehoeks-generator, opgebouwd met een 741 op-amp.

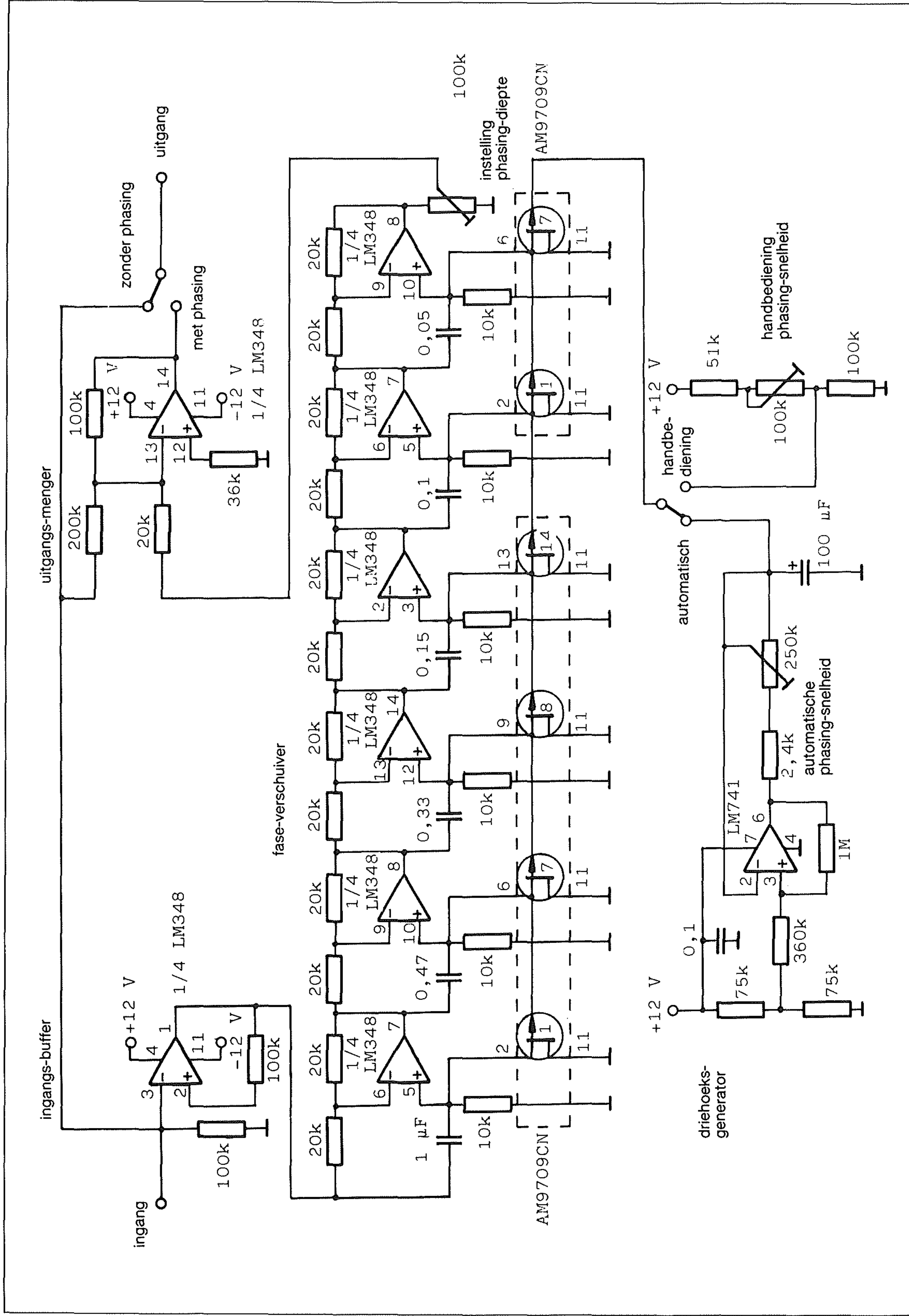
De frequentie van deze generator is door middel van de potentiometer van 250 k-Ohm instelbaar tussen 0,05 Hz en 5 Hz. Het ingangs-signaal gaat eerst door een buffer, zodat het met een zeer lage uitgangs-impedantie ter beschikking staat voor de filter-bank. Het ingangssignaal wordt, samen met het uitgangssignaal van het filter aangeboden aan een resistieve menger. Door middel van de diepte-potentiometer van 100 k-Ohm kan men de grootte van het in fase verschoven signaal aan de ingang van de menger variëren en daarmee ook het geluids-effect. De volledige schakeling kan worden gevoed uit 2 batterijtjes van 9 V.

Bij het ontwerpen van het proto-type is uitgegaan van weerstanden uit de E-24 serie, maar gebruik van de dichtst bijzijnde waarden uit de normale E-12 reeks heeft geen nadelige effecten op de werking van de schakeling.

Onderdelenlijst
weerstanden

1 x 2,4 k-Ohm
6 x 10 k-Ohm
13 x 20 k-Ohm
1 x 36 k-Ohm
2 x 75 k-Ohm
1 x 51 k-Ohm
4 x 100 k-Ohm
1 x 200 k-Ohm
1 x 360 k-Ohm
1 x 1 M-Ohm

4.2.1 Phaser voor elektronische gitaren



Figuur 4/2.1 -1: Het volledige schema van de „phaser"

4.2.1 Phaser voor elektronische gitaren

Potentiometers

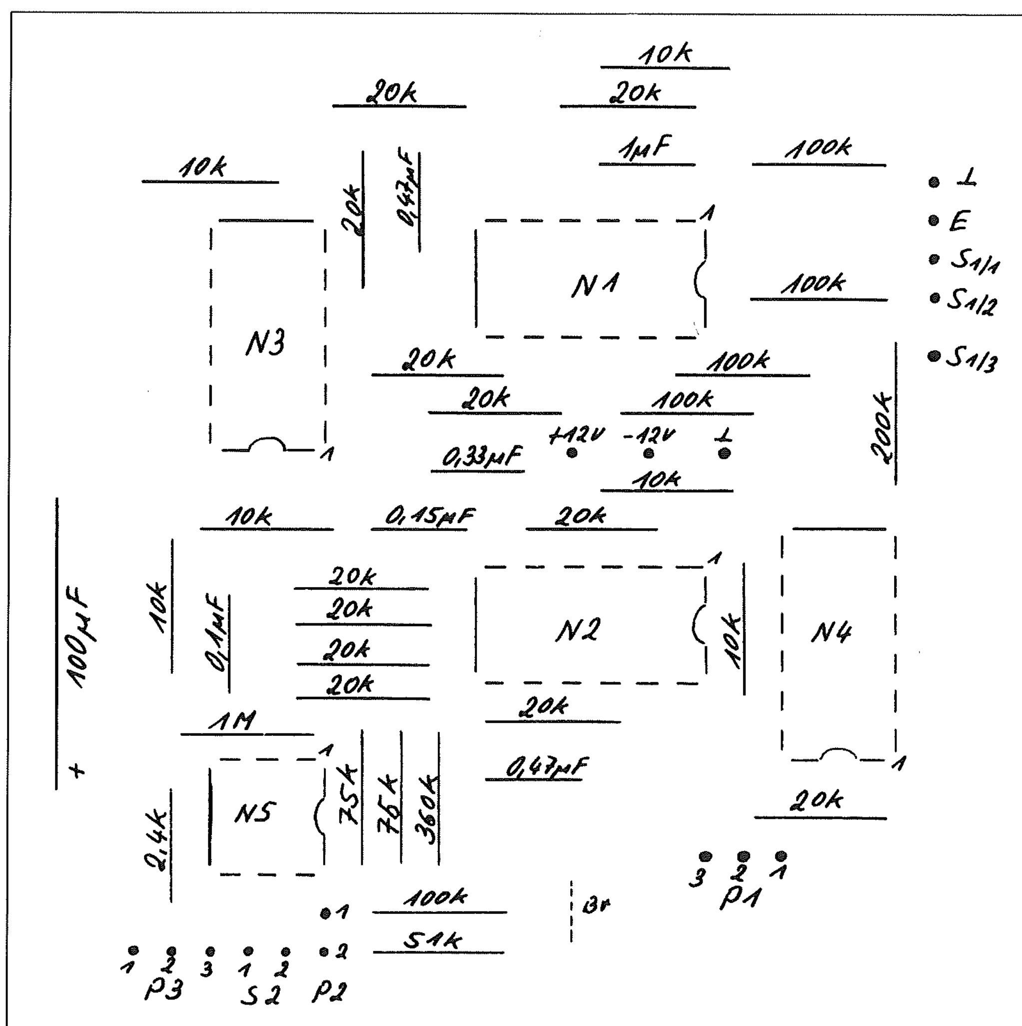
2 x 100 k-Ohm
1 x 250 k-Ohm

Condensatoren

1 x 50 nF
2 x 100 nF
1 x 150 nF
1 x 330 nF
1 x 470 nF
1 x 1 μF
1 x 100 μF

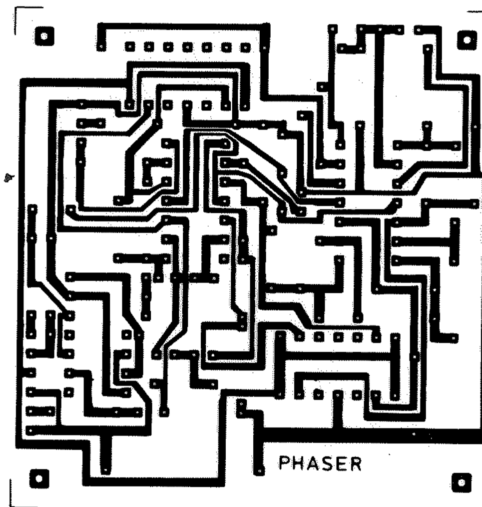
Halfgeleiders

2 x AM 9709 CN (National Semiconductors)
2 x LM 348
1 x LM 741



Figuur 4/2.1 -2: Bestukking van de print

2.1 Phaser voor elektronische gitaren



Figuur 4/2.1 -3: de print

4/2.2

Een elektronische metronoom

De schakeling vormt een zeer eenvoudig op te bouwen metronoom, die met een miniem aantal onderdelen op een stukje gaatjesprint kan worden nagebouwd. Ondanks deze eenvoud zijn de prestaties onvergelijkbaar met de vele malen duurdere mechanische metronooms. Zo heeft het apparaat een ingebouwde volumeregeling, zodat men het getik-tak kan aanpassen aan het soort muziek en de bespeelde instrumenten en een optische tempo-indicatie door middel van een LED.

Het hart van de schakeling is de beroemde en zeer betrouwbare geïntegreerde timer 555, die bij deze schakeling als astabiele multivibrator wordt ingezet. De tijd-constante en dus ook de frequentie van deze multivibrator is afhankelijk van de waarde van de componenten P1, R1, R2, R3 en C2. Met de in de onderdelenlijst gegeven waarden levert de schakeling een aantal pulsen af, instelbaar tussen 40 en 220 per minuut. De maximale waarde is regelbaar door middel van de instelpotentiometer R2 (bij volledig weggedraaide P1).
De uitgangspulsen hebben een breedte van ongeveer 0,5 ms en deze smalle pulsen worden via de uitgangs-pen van het IC (pen 3) aangeboden aan de als emitter-volger geschakelde transistor BD 138. Deze smalle puls veroorzaakt een korte tik in de luidspreker, het volume van deze tik is regelbaar door de rechtstreeks in serie met de luidspreker opgenomen potentiometer P2. Zowel de potentiometer als de luidspreker moeten een maximale belastbaarheid van 200 mW hebben. De optische indicatie wordt verzorgd door de lichtgevende diode D1, parallel geschakeld over de luidsprekerkring.
Het gemiddelde stroom-verbruik van de schakeling is door het opwekken van 0,5 ms brede pulsen tamelijk laag. Toch vloeit er gedurende die halve milli-seconde niet minder dan 1 A door de transistor! Een gewone batterij kan zo'n grote stroom, al is het maar voor een zeer korte tijd, niet leveren. Vandaar de ongebruikelijk grote afvlak-condensator van 1 mF (= 1000 μF!) die als een soort accu gedurende de uit-tijd van de schakeling energie uit de batterij betrekt en deze tijdens de halve milli-seconde aktieve fase naar de luidspreker en de LED pompt.
De noodzaak van het toepassen van een grote condensator over de batterij heeft wel tot gevolg dat we een enigszins ongebruikelijke manier van aan-uit schakelen moeten toepassen. Zoals uit het schema blijkt is de aan-uit schakelaar dubbelpolig uitgevoerd, waarbij een segment de verbinding tussen batterij en elco onderbreekt en het andere segment de schakeling loskoppelt van de reservoir-elco.

4.2.2 Elektronische metronoom

Deze techniek heeft twee voordelen: op de eerste plaats wordt voorkomen dat de batterij ontlaadt door de toch wel vrij grote lekstroom die inherent is aan het gebruik van een grote elektrolytische condensator. Op de tweede plaats zorgt het tweede segment van de schakelaar er voor dat de schakeling onmiddellijk na het uitschakelen ophoudt met werken. Zonder dit tweede schakelaar-segment zou de energie in de condensator de schakeling verder laten werken.

Door de speciale volledig gecompenseerde interne opbouw van de geïntegreerde 555-timer kan men volstaan met een niet-gestabiliseerde voeding. Het is zelfs zo, dat het tempo binnen het zeer ruime voedings-bereik van 5 tot 15 V volledig constant blijft!

Onderdelenlijst
weerstanden

1 x 47 Ohm
1 x 330 Ohm
1 x 150 k-Ohm

Potentiometers

1 x 100 Ohm
1 x 47 k -Ohm
1 x 1 M-Ohm

Condensatoren

1 x 2,2 μF
1 x 1 mF

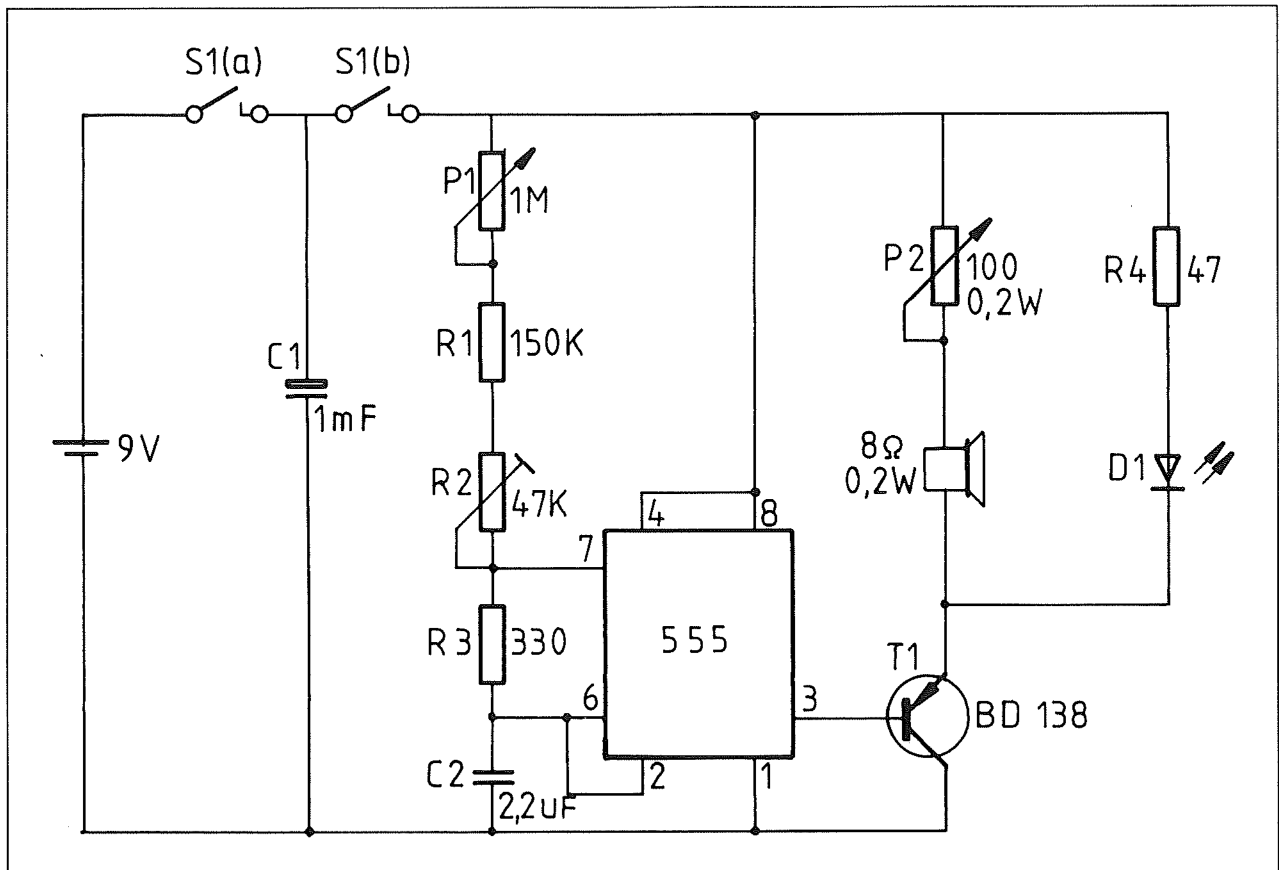
Halfgeleiders

1 x NE 555
1 x BD 138

Diversen

1 x dubbelpolige tuimelschakelaar
1 x luidspreker, 8 Ohm, 200 mW
1 x batterij 9 V
1 x gaatjesprint

4.2.2 Elektronische metronoom



Figuur 4/2.2 -1: De elektronishe metronoom

4/2.3

Het MSS-synthesizer systeem

Inhoud

4/2.3.1 Bouwbeschrijving voice-kaart
(verschenen in de 6e aanvulling)
4/2.3.2 Een ± 15 V – 1 A voedingan grootheden
(verschenen in de 6e aanvulling)
4/2.3.3 Een miniatuur voeding voor 100 mA
(verschenen in de 6e aanvulling)
4/2.3.4 Bouwbeschrijving Expander-kaart
(verschenen in de 7e aanvulling)
4/2.3.5 Bouwbeschrijving computer-interface
(verschenen in de 8e aanvulling)
4/2.3.6 C-64 software voor de MSS-synthesizer
(verschenen in de 9e aanvulling)
4/2.3.7 Bouwbeschrijving sound-sampler
(verschenen in de 10e en 11e aanvulling)

2.3 Het MSS-synthesizer systeem

Inleiding

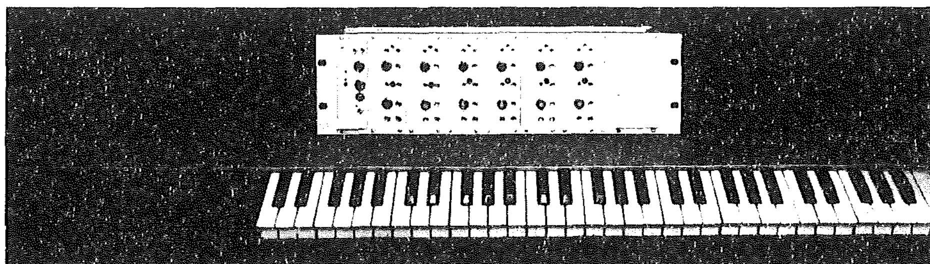
Het **M**odulaire **S**ynthesizer **S**ysteem MSS combineert twee creatieve hobby's: muziek en elektronica!
Het MSS-systeem zal uitgroeien tot een zeer universele en professionele synthesizer. De diverse bouwgroepen zijn ondergebracht en gestandaardiseerd Euro-prints van 160 bij 100 mm^2 en passen in een 19 inch rek met bus aan de achterzijde.
De verschillende delen van het systeem zullen in deze en de volgende afleveringen beschreven worden.
In deze eerste aflevering wordt het hart van het systeem, de voice-kaart en twee voedingen onder de loupe genomen.
Bij voldoende belangstelling zullen zowel de (dubbelzijdige) prints als de complete bouwpakkete via de uitgever leverbaar zijn.

Systeem-beschrijving

Zoals reeds gezegd voldoet het MSS-systeem aan de hoogste eisen. Zo bestaat de mogelijkheid de synthesizer aan een computer te koppelen (Sinclair, Commodore of Apple) en dan wordt de samenstelling van de geluiden via de computer en in dialoog met het beeldscherm geprogrammeerd.

In basis zal het systeem uit de volgende kaarten of bouwgroepen worden samengesteld:

- *voice-kaart:*
  een analoge kaart die één spanningsgestuurde "stem" levert;
- *expander-kaart:*
  een uitbreiding voor de voice-kaart, die modulatie en ruis toevoegt;
- *toetsenbord:*
  acht-stemmig, zeer gebruikersvriendelijk en universeel inzetbaar;
- *interface-kaart:*
  maakt de communicatie tussen het systeem en een computer mogelijk;
- *analoge geheugen kaart:*
  slaat de standen van de bedieingselementen op in een klein geheugentje;
- *sampling-kaart:*
  wekt een digitale uitgang op, kan bovendien gebruikt woden voor het verwerken van echte geluiden en het reproduceren van deze geluiden. In samenwerking met de computer kunnen volledig door de computer berekende en gestuurde geluidseffecten worden gereproduceerd.



Figuur 4/2.3-1: Het MSS-systeem een zeer moderne synthesizer opgebouwd volgends de modernste technologie, kan de vergelijking met ieder industrieel systeem doorstaan.

Deze eenheden kunnen naar wens met elkaar worden gecombineerd. Voor een handbediende synthesizer heeft men minstens één voice-kaart en het toetsenbord nodig. Maar men kan deze minimum configuratie uitbreiden tot een polyfoon instrument door maximaal acht voice-kaarten in het rek op te nemen.
De handbediening kan in een later stadium worden vervangen door computer-besturing en/of door de analoge geheugenkaart.
Met de interface-kaart kan men echter veel meer. Zo kan men bijvoorbeeld (uiteraard in combinatie met de geschikte software) meerstemmige akkoorden (sequenties), automatische ritme-begeleidingen en zelfs volledige composities genereren. In feite kan men met deze ene kaart de synthesizer dus omvormen tot een echte composer!

De sampling-kaart voegt enige zeer unieke mogelijkheden aan het systeem toe. Zo kan men natuurlijke geluiden via de analoge ingang inlezen. De analoge ingangsspanning wordt snel bemonsterd en omgezet in digitale codes die in het geheugen van een computer opgeslagen kunnen worden. Nadien kunnen deze geluids-patronen via het toetsenbord opgeroepen en aan het uitgangssignaal van het apparaat toegevoegd worden. Bovendien is het mogelijk zuiver wiskundig berekende effecten, zoals Fourier-analyses of frequentie-gemoduleerde signalen, te genereren.
Beide genoemde toepassingen vereisen natuurlijk de koppeling aan een computer, maar men kan deze kaart ook zelfstandig in het systeem opnemen, zij het dat dan een heleboel van de unieke mogelijkheden vervallen.

De digitale en analoge eenheden kunnen zonder meer met elkaar gemengd worden, daar alle besturingssignalen genormeerd zijn op 1 V/octaaf.

Het systeem heeft drie voedingsspanningen nodig, namelijk +5 V, +12 (15)V en -12 (15) V.
Zoals reeds gezegd hebben alle systeemprints het Eurokaart formaat van 10 bij 16 cm^2 en zijn dubbelzijdig en doorgemetaliseerd. De prints worden met behulp van gestandaardiseerde stekers volgens DIN 41612 met de systeem-bus in de kast verbonden. Dit heeft als groot voordeel dat men de standaard in de handel zijnde busprints kan toepassen, hetgeen heel wat werk en bedrading kan uitsparen.

De voice-kaart
Op deze print is een complete en volledig spanningsgestuurde geluids-generator ondergebracht. De schakeling bestaat uit:
- twee spanningsgestuurde oscillatoren (VCO);
- een spanningsgestuurd laagdoorlaatfilter met een steilheid van 24 dB/octaaf (VCF);
- een spanningsgestuurde versterker (VCA);
- twee spanningsgestuurde omhullend vorm (envelope) generatoren (ADSR).

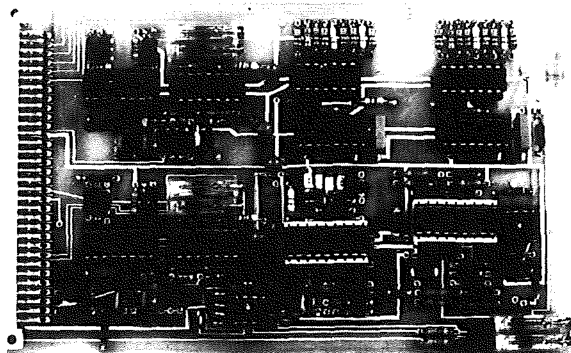
Alle stuurspannings-ingangen en de voedings-aansluitingen staan op de 64-polige steker ter beschikking.

Technische gegevens	VCO	VCF	VCA	ADSR
Stuurbereik	12 oktaaf	10 oktaaf	-80 dB	1/1000
Lineariteit	0,1%	4%	1%	2%
Temperatuursdrift	150 ppm	3000 ppm	3000 ppm	3000 ppm
Signaal-ruis-verhouding	-	-80 dB	-80 dB	-
Feedthrough	-	-45 dB	-60 dB	-
Vervorming	-	1,5%	1%	-

Tabel 4/2.3-1: Overzicht van de technische gegevens van de verschillende onderdelen van de voice-kaart.

De schakeling is opgebouwd rond de speciaal voor synthesizertoepassingen ontwikkelde IC's van de firma Curtis (CEM). Tabel 4/2.3-1 geeft een kort overzicht van de specificaties van de vier delen van de schakeling.

De twee zeer nauwkeurige spanningsgestuurde oscillatoren leveren rechthoeken (waarvan de pulsbreedte gemoduleerd kan worden), zaagtanden en driehoeken. De uitgangsspanningen kunnen door middel van spanningsgestuurde elektronische schakelaars met elkaar gemengd worden. Bovendien is het mogelijk beide oscillatoren te synchroniseren, waardoor een aantal extra spanningsvormen ontstaat.



Figuur 4/2.3-2: De voice-kaart produceert een spanningsgestuurde synthesizer-stem.

De spanningsgestuurde versterker kan niet alleen met een gelijkspanning gestuurd worden, maar ook met een extern laagfrequent signaal.

Met het ADSR-blok kan men alle karakteristieken van de omhullende vorm, zoals hoogte, polariteit, stijg- en daaltijd definiëren.

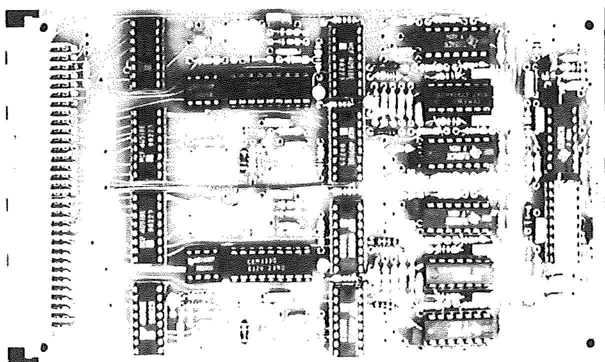
De VCO- en VCF-schakelingen bezitten een 1 V per octaaf besturingskarakteristiek. Men kan de voice-kaart dus gebruiken in combinatie met andere systemen die over dezelfde normering beschikken.

De voice-kaart kan worden toegepast voor het samenstellen van monofone en polyfone synthesizers, maar ook voor het opbouwen van sequencers. Door de toepassing van de systeembus kan men polyfone systemen samenstellen zonder dat daarbij veel extra bedrading komt kijken.
Gebruikt men de print met handbediening van alle stuur-functies, dan valt het aan te bevelen de bij de bouwbeschrijving gepubliceerde frontplaat (bij voldoende belangstelling ook al via de uitgever leverbaar!) te gebruiken en

de print tot een moduul van 21 TE breedte om te bouwen.

De voice-print verbruikt 75 mA van de + 12 of + 15 V voedingsspanningen.

De expander-kaart
Met deze schakeling kan men de mogelijkheden van de voice-kaart aanzienlijk uitbreiden. De expander bevat:
- vier identieke modulatie-oscillatoren (LFO);
- een ruisgenerator, die een witte ruis opwekt;
- een sample-and-hold schakeling (S&H) waarmee men willekeurige modulatie-effecten kan oproepen.



Figuur 4/2.3-3: Deze expander-kaart kan worden toegepast voor het uitbreiden van de mogelijkheden van de voice-kaart.

Bij de modulatie-oscillatoren kan men de frequentie, de vorm (driehoek, rechthoek, stijgende en dalende zaagtand), de amplitude en de bus-leiding extern definiëren. Ieder LFO-signaal kan naar een van acht bus-leidingen (bijvoorbeeld FM-VCO 1, FM-VCO 2, PWM,VCO 1, PMW-VCO 2, FM-VCF, AM-VCA) worden gestuurd. Door deze structuur, die een beetje aan een echt kruisleidingssysteem doet denken, kan men zeer complexe, meervoudig gemoduleerde signaalvormen opwekken, hetgeen zeer belangrijk is voor het verkrijgen van een volle orkestrale klank.
Het frequentie-bereik van de LFO-oscillatoren loopt van 0,05 Hz tot hoog in het audio-gebied. Een en ander is echter wel afhankelijk van de keuze van onderdelen.
Men kan een kleine extra schakeling inbouwen, waardoor de LFO vertraagd kan worden (LFO-DEL).

Met de sample and hold schakeling kan men toevallige (ruis als bron) of niet toevallige (LFO als bron) trapvormig verlopende filter-modulatie-signalen opwekken. Bij iedere positieve flank van het clock-signaal (intern van een van de LFO-oscillatoren afgeleid of extern aan de schakeling aangeboden) wordt de op dat moment op de source-ingang aanwezige spanning opgeslagen in een condensator en tot de volgende clock-puls blijft het signaal constant. Bij een extern clock-signaal is het mogelijk het systeem met externe apparatuur te synchroniseren. De amplitude van de uitgangsspanning van de sample-and-hold is bestuurbaar met een stuur-spanning.

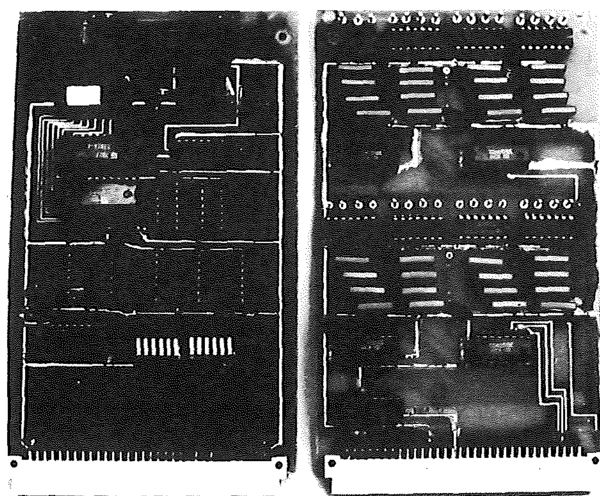
De op de print aanwezige ruis-generator genereert witte ruis, waarvan de amplitude bestuurd kan worden en die aan de externe ingang van de voice-print kan worden aangeboden.

Behalve de S&H-clock en de dito source zijn alle aansluitingen beschikbaar op de 96-polige steker. De acht modulatie-leidingen van de vier LFO-uitgangen zijn doorverbonden. De aansluitingen van de voice- en de expander-print zijn compatibel, zodat een gemeenschappelijke bus-print kan worden toegepast. De stuurspanningen hebben een bereik van 0 tot 5 V en kunnen zowel met de hand (frontplaat met potentiometers en schakelaars) als met de interface-print worden opgewekt.
De leverbare frontplaat voor de handbediening is 21 TE breed en bevat alle noodzakelijke bedieningsknoppen.

De expander verbruikt ongeveer 120 mA van de + 12 V voeding

De interface-print
Met deze uitbreiding kan men maximaal 256 software-matig gedefinieerde stuurspanningen opwekken. De schakeling kan worden toegepast bij alle computers die werken met een niet gemultiplexte adres- en data-bus. Dat is het geval bij de processoren van de families 6500/6800/68000 en Z80/8080, hetgeen betekent dat men het systeem bij zowat alle op de markt zijnde home-computers kan toepassen! Om maar wat te noemen: alle Sinclair machines, de Commodore-64, Apple, Atari, Sharp, Tandy, Osborne, etc.!

De interface wordt rechtstreeks op de processor-bus van de computer aangesloten, deze staat meestal aan de achterzijde van de machine ter beschikking.



Figuur 4/2.3-4: Met deze op twee Euro-prints opgebouwde interface kunnen tot 256 softwarematig gedefineerde stuurspanningen worden opgeroepen.

Afhankelijk van de software kan men onderstaande functies uitwerken:
- het door de computer laten samenstellen van de stuurspanningen die nodig zijn voor het besturen van de voice-kaart;
- het genereren van stuurspanningen voor toon-sequenties;
- het opwekken van trigger- en gatespanningen, bijvoorbeeld voor het programmeren van ritmes;
- het ombouwen van het systeem tot een echte composer waarmee het mogelijk is complete composities te programmeren.

De noodzakelijke software is voor geïnteresseerde lezers beschikbaar bij de uitgever.

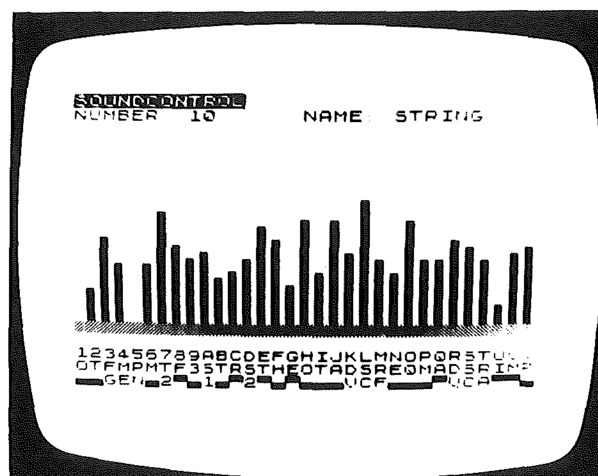
De stuurspanningen kunnen zowel in BASIC door middel van POKE-instructies als in de machine-code door middel van LDA-instructies worden geprogrammeerd. Voor iedere span-

ning wordt één adres in het computergeheugen gereserveerd. De amplitude van de spanning wordt bepaald door in het bij deze spanning behorende adres een decimale waarde van 0 tot en met 255 te zetten. Dit correspondeert met het volledige stuur-bereik van 0 tot 5 V.
De geheugen-adressen voor de interface kunnen met behulp van DIL-schakelaars op de print ingesteld worden. In principe kan men gelijk welk adres uit het geheugen-bereik van de computer voor dit doel reserveren.
De basis-uitvoering van de interface levert 32 spanningen en kan telkens met 32 nieuwe signalen worden uitgebreid tot het maximum van 256.
Het zal duidelijk zijn dat iedere spanning 256 verschillende waarden kan hebben, afhankelijk van de decimale waarde die in het corresponderende adres is opgeslagen. De nauwkeurigheid van de spanningen is dus 0,2% van de maximale waarde. De maximale waarde kan overigens met een tientoeren trimmertje ingesteld worden, zodat het bereik niet noodzakelijk van 0 tot 5 V moet gaan.

De interface-schakeling is ondergebracht op twee Euro-prints die zijn voorzien van identieke steker-aansluitingen.

De bouwbeschrijving, die in een van de volgende aanvullingen zal worden gepubliceerd, bevat niet alleen uitvoerige gegevens voor de nabouw van de schakeling, maar ook gedetailleerde instructies voor het zelf schrijven van de noodzakelijke software. Daarnaast zullen ook de listings van de reeds beschikbare software worden opgenomen.

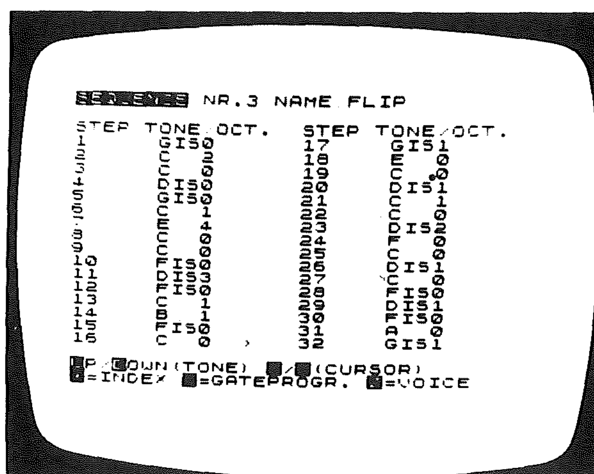
De software
In dit paragraafje worden de mogelijkheden van drie reeds bestaande programma's in het kort beschreven.



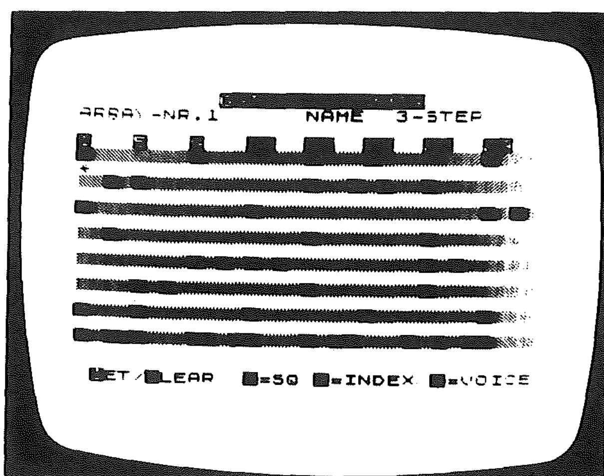
Figuur 4/2.3-5:
Met het "Sound-control"-programma kan men 64 stembepalende stuurspanningen op het scherm samenstellen en opslaan in het geheugen van de computer.

- **Soundcontrol (SC):**
  Met dit programma kan men 64 stuursignalen opwekken voor het genereren van geluiden. Iedere parameter wordt voorgesteld door een verticale balk op het scherm, de lengte van deze balk (en daarmee ook de amplitude van het signaal) kan door middel van gebruikersvriendelijke cursor-besturing verlengd of verkort worden. Iedere wijziging wordt onmiddellijk doorgegeven naar de synthesizer, zodat men steeds kan waarnemen wat de effecten van het wijzigen van een van de stuurspanningen op het geluid zijn. In het geheugen van de computer is

plaats voor 16 geluiden met ieder 64 parameters, deze worden gekarakteriseerd door een naam en een nummer en men kan ieder geluid onmiddellijk oproepen door het intoetsen van het nummer.



Figuur 4/2.3-7: Met "gate-programmer" kan men acht gate- of trigger-signalen samenstellen.



Figuur 4/2.3-6: Met "sequencer"-software redigeert composities tot een maximale lengte van 64 tonen.

- **sequencer (SQ):**
  Met dit programma kan men, in feite precies zoals bij een analoge sequencer, melodiën tot een lengte van 64 tonen programmeren. Men kan met de cursors een bepaald deel uit de periode selecteren en de parameters van de betreffende tonen instellen. Gedurende het programmeren loopt de sequentie gewoon door, zodat men de resultaten van het programmeren onmiddellijk kan horen. De computer kan 16 sequenties opslaan, die ook nu worden gedefinieerd door een naam en een nummer.

- **gate-programmer (GP):**
  Men kan acht gate- of trigger-signalen samenstellen. Met behulp van cursor-beeldscherm-dialoog kan men voor iedere spanning 64 verschillende impulsen definiëren. De met dit programma samengestelde signalen kunnen worden gebruikt voor het aansturen van percussie-effecten of andere tijd-gesynchroniseerde gebeurtenissen.

- **composer (CP):**
  Dit programma is in feite niets meer dan een combinatie van de drie besproken programma's en komt van pas als men komplete composities door middel van de computer wil schrijven. Alle parameters, zoals geluiden, sequenties en stuur-signalen kunnen worden weggeschreven naar floppy of kassette en nadien weer ingelezen.

De analoge geheugenkaart

Met deze kaart kan men, ook zonder gebruik van een computer, de instellingen van de bedienings-elementen (potentiometers, schakelaars, drukknoppen, etc) opslaan in een klein geheugen en nadien weer oproepen.
Men kan ofwel 32 bedienings-elementen in 64 geheugenplaatsen of wel 64 bedienings-elementen in 32 geheugenplaatsen opslaan.
Als geheugen wordt een klein door middel van nicad-accu gevoed CMOS RAM gebruikt, hetgeen als groot voordeel heeft dat de instelwaarden ook na het uitschakelen van het systeem bewaard blijven.

Korte beschrijving van de principiële werking.
De 32 of 64 stuurspanningen worden middels een analoge multiplexer aan een 8 bit analoog-naar-digitaal omzetter (ADC) aangeboden. Deze zet de signalen om in een 8 bits binaire code.
Het volledige systeem wordt bestuurd door een 8085 microprocessor. Afhankelijk van de ingestelde bedrijfs-modus zal deze processor er voor zorgen dat ofwel de waarde van een bedieningselement (direct modus), ofwel de waarde van een geheugen (fetch modus), ofwel een combinatie van beide (edit modus) aan de analoge uitgangsschakeling wordt aangeboden.

Voor de bediening van deze unit staan een aantal draaischakaars (D) en een aantal drukknoppen (T) ter beschikking:

- direct (T);
- fetch (T);
- store (T);
- security (T);
- memory-nr. + bank (D).

De direct modus wordt bovendien gesignaleerd door het oplichten van een LED.

Na het inschakelen van het apparaat bevindt de print zich in de direct modus. De bedienings-elementen worden dan direct naar de uitgang doorgeschakeld. Door nu gelijktijdig de fetch drukknop en de geheugenbeveiligings drukknop in te drukken zullen de in het geheugen opgeborgen instellingen op de uitgangen van de print verschijnen. Het is mogelijk deze instellingen te wijzigen door het verdraaien van de bedienings-elementen. De nieuwe waarde wordt in de edit modus onmiddellijk op de uitgang gezet. In de fetch modus let de processor dus op veranderingen in de instelling van de bedienings-elementen.
Door gelijktijdig de store-schakelaar en de reeds genoemde geheugenbeveiligings drukknop te bedienen worden de momentele waarden van de stuur-signalen in het geheugen ingelezen. Het is dus mogelijk zowel rechtstreeks op de frontplaat ingestelde parameters als ook een combinatie van oude en nieuwe waarden onmiddellijk weer in het geheugen in te lezen.

Voor het selecteren van de geheugenbank staat een draaischakelaar ter beschikking. Deze heeft acht standen, zodat in totaal 8 x 8 = 64 combinaties ter beschikking staan.

Deze print heeft een eigen bus-systeem, hetgeen noodzakelijk is omdat de bedienings-elementen rechtstreeks met de aansluitingen van deze print verbonden moeten worden. Welke bedieningen in het analoge geheugen opgeborgen moeten worden is immers zeer afhankelijk van het gebruik van de synthesizer en een verbinding via de normale systeem-bus zou een te star systeem opleveren. Ondanks deze afzonderlijke bus kan men de print toch zonder al te veel complicaties in het geheel opnemen!

Hoewel het in principe mogelijk zou zijn de opgeslagen waarden met acht bits te digitaliseren (er wordt immers gebruik gemaakt van een acht bits ADC) kan men vanwege software-matige redenen slechts zes bit gebruiken. De nauwkeurigheid van deze print is dus geringer dan deze van de reeds besproken computer interface print.

De sampling kaart
Met deze eenheid kan men natuurgetrouwe geluiden afkomstig van bijvoorbeeld muziekinstrumenten, menselijke stem of omgeving omzetten in een digitale code en in een geheugen opslaan. Nadien kan men deze geluiden weer hoorbaar maken, waarbij het echter mogelijk is de snelheid waarmee het geheugen wordt uitgelezen te laten afwijken van de snelheid waarmee het geluid in het geheugen werd ingelezen. Men kan, iets minder gecompliceerd uitgedrukt, dus de toonhoogte van het geluid variëren.

Men kan deze kaart uitbreiden met een "high speed VCO" waarmee de opgeborgen geluiden via het toetsenbord "gespeeld" kunnen worden.
Het ingangssignaal, afkomstig van casette-recorder, microfoon, platenspeler, etc. moet een grootte hebben van minstens 500 mV top-tot-top. Dit signaal wordt gedigitaliseerd en via een computer-interface doorgekoppeld naar het geheugen van een computer. Daar kan het signaal verwerkt worden en opgeslagen op floppy.

Als men over de geëigende software beschikt is het mogelijk de computer bepaalde geluiden te laten berekenen en deze volledig synthetische geluiden in het synthesizer-systeem te mengen.

De sampling kaart bestaat uit drie grote schakelingen, die nu in het kort worden besproken.

- **de analoge ingang en de interface:** In dit deel van de schakeling wordt het analoge ingangssignaal gefilterd (anti-aliasing laagdoorlaat) en in een acht bit analoog-naar-digitaal omzetter omgezet in digitale codes. Het noodzakelijke niveau van ongeveer 500 mV is instelbaar met een potentiometer en wordt aangegeven door middel van een LED. De bi-directionele acht bits brede bus naar de computer (6 bits parallel + handshaking) zorgt voor het naar de computer transporteren van deze codes en het nadien weer uit het computergeheugen lezen van de ver- of bewerkte gegevens. De maximale bandbreedte is ongeveer 12 kHz, in dat geval werkt de ADC met een aftast-snelheid van 32 kHz. Het is echter mogelijk de bandbreedte te beperken.

De maximale lengte van het om te zetten geluid is uiteraard afhankelijk van de verhouding tussen geheugen-capaciteit en aftastsnelheid (= bandbreedte). Bij maximale snelheid heeft met 32 k-byte geheugen nodig om 1 seconde geluid te digitaliseren. Men kan deze kaart ook zonder computer gebruiken, als men gebruik maakt van de geheugen-capaciteit op de ...

- **geheugen-kaart:**
  Op deze Euro-kaart is een CMOS RAM-geheugen van 32 k-byte ondergebracht. Naast dit geheugen en de voor dit geheugen noodzakelijke besturingslogica bevat deze kaart de digitaal-naar-analoog omzetter en een stuurbaar laagdoorlaatfilter (24 dB VCF met 1 V per octaaf stuuringang). Het in- of uitlezen van het geheugen start na het indrukken van een drukknop of na het ontvangen van een gate-signaal (5 V). De weergave-snelheid kan door middel van een potentiometer binnen ruime grenzen ingesteld worden. Deze potentiometer bepaalt niet alleen de clock-frequentie waarmee het RAM-geheugen wordt uitgelezen, maar ook de weergaveband van het filter. De analoge uitgang kan rechtstreeks met een van de audio-ingangen van het systeem worden verbonden. Het in- of uitlezen van het geheugen wordt geïndiceerd door middel van een LED.

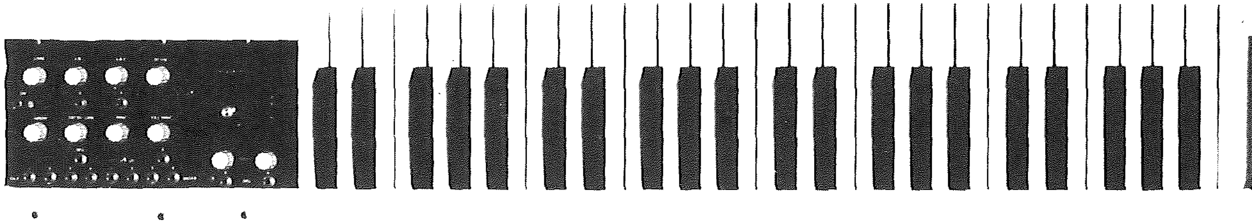
- **high-speed VCO:**
  Zoals reeds gezegd kan men met deze hulpschakeling de in het geheugen opgeslagen klanken door middel van het toetsenbord weergeven. De stuur-ingang heeft de gebruikelijke 1 V per octaaf karakteristiek. In de toetsenbord modus wordt deze ingang met de VCF verbonden, zodat de grensfrequentie van het laagdoorlaatfilter de frequentie van de VCO volgt.

In de basis-uitvoering bestaat het sampling-systeem uit de analoge ingangsschakelingen en één geheugenkaart. Het is echter mogelijk meerdere geheugen-kaarten en high-speed VCO's te integreren zodat het mogelijk wordt polyfone effecten op te slaan en te bewerken.

Voor deze kaarten heeft men alle beschikbare voedingsspanningen (+5 V, ± 12 (15 V) nodig.

Het toetsenbord
Het systeem is uitgerust met een intelligent toetsenbord, hetgeen wil zeggen dat dit toetsenbord door een 8-bit processor (8085) wordt bestuurd en naast de gebruikelijke mogelijkheden diverse extra's ter beschikking staan.

Zoals uit onderstaande opsomming blijkt laat dit toetsenbord geen enkele wens open:
- breedte vijf octaven;
- acht stemmen;
- twee processor-bestuurde algoritmen, waarmee de gedrukte toetsen ofwel roterend ofwel niet roterend met de uitgangen worden verbonden. In het eerste geval zal iedere synthesizer-stem volledig afgewerkt worden, in het tweede geval zal na loslaten van de toets steeds bij stem 1



Figuur 4/2.3-8: Het intelligente toetsenbord.

begonnen worden;
- instelbaar arpegiotor, zowel wat snelheid als wat richting betreft;
- accoord-geheugen (één- tot achtstemmig accoord kan na toetsdruk in een geheugen opgeslagen worden en nadien na druk op toets gespeeld);
- polyfoon portamento, met regelbare snelheid;
- polyfoon glissando met regelbare snelheid en naar keuze met half, vierde of achtste noot-stappen;
- keybord-split: het toetsenbord kan op een willekeurige plaats in twee volledig onafhankelijke keyboards gesplitst worden, bijvoorbeeld 2 x vier-stemmig;
- legato;
- unisone modus, waarbij alle acht de uitgangen gelijktijdig worden aangesproken;
- voor kleinere systemen begrenzing op 1, 2 of 4 stemmen mogelijk;
- acht CV- en even veel gate-uitgangen met voor CV 1 V per octaaf en voor gate 0 tot 5 V puls bij toetsdruk;
- LED-indicators voor de gate-uitgangen.

Het toetsenbord kan op ieder synthesizer-systeem worden aangesloten dat gebruik maakt van de gestandaardiseerde 1 V per octaaf regel-karakteristieken. In combinatie met 8 voice-printen kan een zeer compacte polyfone synthesizer samengesteld worden. Het toetsenbord is zowel als bouwpakket leverbaar (echter met kompleet gemonteerd en getest processor-deel) als kant en klaar. Er staat ook een speciaal voor dit toetsenbord ontwikkelde voeding ter beschikking. Men kan het keyboard dan als losstaand apparaat gebruiken.

De schakelingen hebben zowel de ±5 V als de ± 12 (15 V) nodig.

De CEM-IC's
In de schakelingen van deze synthesizer wordt vaak gebruik gemaakt van de speciale IC's van de firma Curtis, de zogenoemde CEM-schakelingen.
In het kort worden de mogelijkheden van deze IC's nu besproken.
CEM 3310
spanningsgestuurde omhullende vorm generator (ADSR), waarbij de A-, D- en R-parameters in te stellen zijn tussen 1 ms en 50 s. Uitgangsspanning 0 - 5 V, gescheiden gate en trigger.

CEM 3320
spanningsgestuurd filter (VCF) met een steilheid van 24 dB per octaaf en spanningsgestuurde kwaliteits-factor. Stuurbereik 12 octaven, -80 dB signaal-ruis-verhouding, 0,5% vervormingsfactor.
CEM 3330
dubbele spanningsgestuurde versterker met lineaire of logaritmische overdracht-karakteristiek. Stuurbereik 100 dB, -90 dB signaal-ruis-verhouding, 0,1% vervorming.
CEM 3340
spanningsgestuurde oscillator (VCO) met een bereik van 12 octaven, een temperatuursdrift van slechts 150 ppm, met zaagtand, driehoek in in pulsbreedte moduleerbare rechthoek als uitgangen.
CEM 3350
dubbel spanningsgestuurd filter (VCF) met 12 dB per octaaf flanksteilheid, spanningsgestuurde kwaliteits-factor, regelgebied van 12 octaven en een vervorming van 0,1 %.
CEM 3360
dubbele spanningsgestuurde versterker (VCA) met lineaire of logaritmische karakteristiek, 70 dB regelbereik, 1 % vervorming en -80 dB signaal-ruis-verhouding.
CEM 3312
gelijk aan CEM 3310 met ingebouwde VCA voor de omhullende vorm.
CEM 3318
microprocessor bestuurbare omhullende generator.
CEM 3371
microprocessor bestuurbare dubbele ADSR.
CEM 3372
microprocessor bestuurbare signaal-processor met twee ingang-VCA's, 24 dB VCF en uitgangs-VCA.
CEM 3374
microprocessor bestuurbare dubbele VCO.
CEM 3392
microprocessor bestuurbare dynamische signaal-processor met vier VCA's, een 24 dB VCF en een ADSR.

Hoewel de laatste vijf IC's alleen in combinatie met een processor gebruikt kunnen worden werken deze IC's in wezen analoog, dat wil zeggen dat de processor alleen wordt gebruikt voor het aansturen van de verschillende functies, maar dat de functies zélf op analoge manier worden uitgewerkt, net zoals bij de oude generatie CEM IC's.

Bouwpakketten
Het zal duidelijk zijn dat deze MSS-synthesizer behoort tot de top-apparatuur! Consequentie is dat het niet eenvoudig is de verschillende schakelingen na te bouwen, bijvoorbeeld alleen al vanwege het feit dat de meeste schakelingen op dubbelzijdige doorgemetaliseerde printen zijn ondergebracht. Bovendien wordt vaak gebruik gemaakt van speciale IC's die niet iedere leverancier in voorraad zal hebben.

Om de nabouw nu toch voor een zo groot mogelijk publiek mogelijk te maken hebben wij bouwpakketten samengesteld en prints en frontplaatjes laten maken.
Deze zijn via de uitgever van dit boek leverbaar.
In tabel 4/2.3-2 is samengevat wat allemaal leverbaar is.

Vanwege de schaarste op de IC-markt en vanwege het feit dat de pakketten in Duitsland worden samengesteld kan de levertijd echter verschillende weken bedragen!

De bouwsets worden geleverd met schema's, onderdelen-lijsten, afregelvoorschriften, schema-beschrijving, frontplaat bedradings-tekeningen en IC-gegevens. De sets bevatten echter geen frontplaatjes, deze kunnen afzonderlijk besteld worden. Behalve de losse frontplaatjes zijn ook zogenoemde frontplaat-sets leverbaar, waar naast de gezeefdrukte en gestanste frontplaat alle bedienings-elementen aanwezig zijn.

Onderwerp	print	frontplaat	bouwset
Voice-kaart	+	+	+
Expander-kaart	+	+	+
Interface	+		+
Uitbreiding 32 kanalen	+		+
Sampling-kaart	+	+	+
Sampling-kaart ingang + interface	+	+	
Sampling-kaart geheugenkaart	+	+	
Sampling-kaart VCO	+		
Analoge geheugenkaart	+		+
Analoge geheugenkaart zonder interface	+		+
polyfoon toetsenbord			+
monofoon toetsenbord	+		+
Voeding ± 12 V - 0,1 A	+		+
Voeding 5 V - 0,2 A	+		+
Voeding ± 12 V - 1 A; 5 V - 5 A			+

Figuur 4/2.3-2: Overzicht van de via de uitgever leverbare onderdelen van het MSS-systeem.

4/2.3.1 Bouwbeschrijving voice-kaart

Inleiding

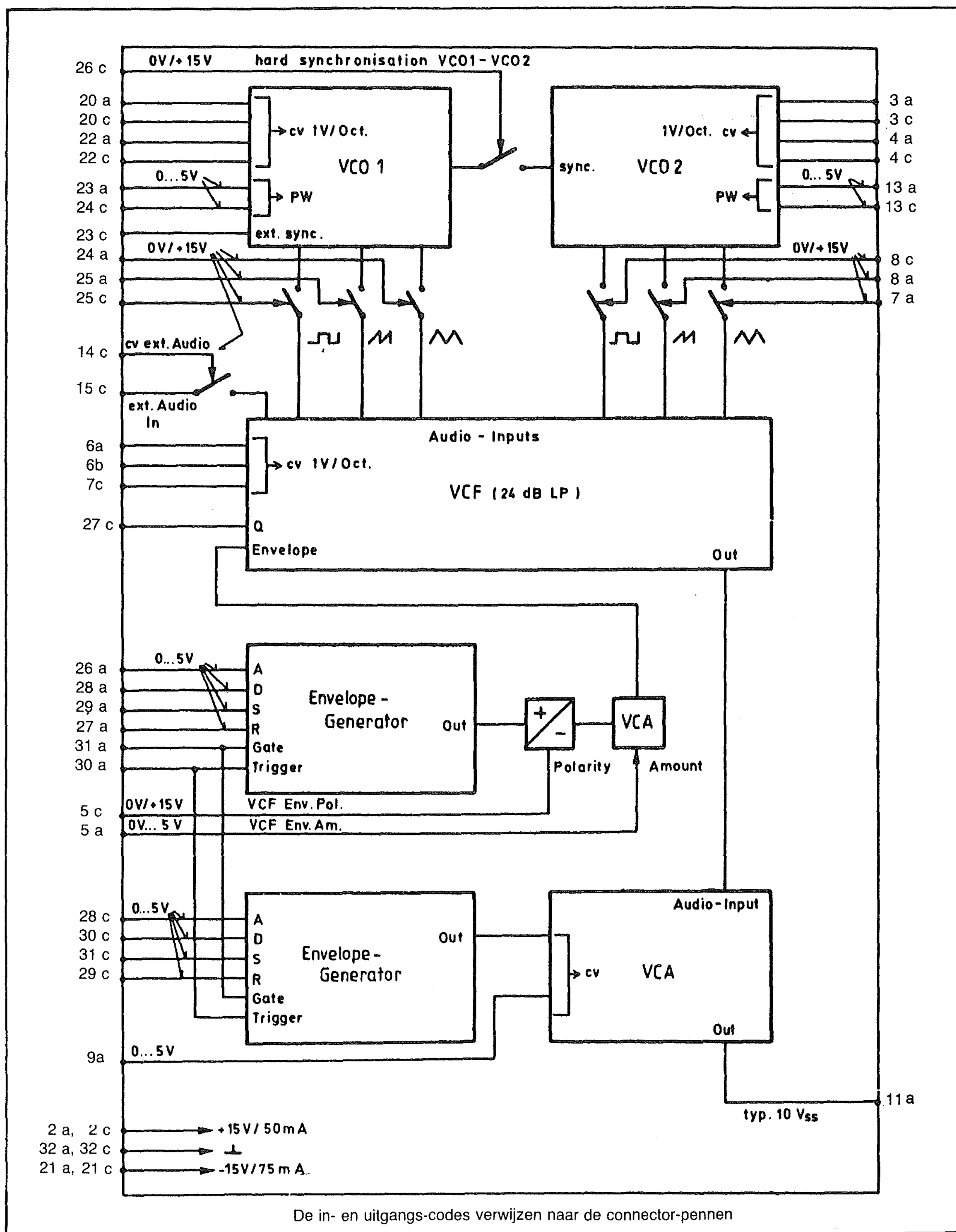
Op de voice-kaart zijn alle schakelingen ondergebracht die noodzakelijk zijn voor het samenstellen van één synthesizer-stem. In wezen bestaat het systeem uit vijf blokken, namelijk twee spanningsgestuurde oscillatoren (VCO), een spanningsgestuurd filter (VCF) en twee omhullende of envelope-generatoren (ADSR). De verschillende in- en uitgangen van deze blokken worden door middel van spanningsgestuurde elektronische schakelaars met elkaar doorverbonden.
Alle in- en uitgangen worden aangeboden aan de pennen van een 64-polige steker volgens DIN 41612.

Blokschema

Figuur 4/2.3.1-1 geeft het blokschema van de schakeling.
De twee identiek opgebouwde oscillatoren (VCO 1 +VCO 2) hebben ieder vijf frequentie-bepalende stuuringangen en twee ingangen voor het bepalen van de pulsbreedte van de rechthoek-uitgang. De twee schakelingen kunnen door middel van een spanningsgestuurde elektronische schakelaar met elkaar gesynchroniseerd worden, de zogenoemde hard sync. Iedere schakeling heeft drie uitgangen waarvan respectievelijk rechthoek-, zaagtand- en driehoekvormige spanningen afgenomen kunnen worden. Deze uitgangen worden via spanningsgestuurde elektronische schakelaars aangeboden aan de ingangen van het filter. Het filter heeft bovendien nog eens extra laagfrequente ingang, die ook alweer via een spanningsgestuurde schakelaar met een extern signaal (bijvoorbeeld ruis) verbonden kan worden.
Het filter is een spanningsgestuurd laagdoorlaatfilter met een steilheid van 24 dB per octaaf. Er zijn drie ingangen voorzien voor het beïnvloeden van de filter-frequentie en één ingang voor het bepalen van de kwaliteits-factor Q van de schakeling. Deze ingang wordt trouwens in vele publicaties de resonantie-besturing genoemd.

Het uitgangssignaal van het filter gaat naar de ingang van de spanningsgestuurde versterker, die werkt met een lineaire transfer-karakteristiek. Men kan deze versterker desgewenst ook nog eens met een extern ingangssignaal voeden.

De twee envelope-generatoren zijn identiek van opbouw en hebben met de in de bouwbeschrijving gegeven onderdelen een bereik van ongeveer 1



Figuur 4/2.3.1-1: Blokschema van de voice-kaart.

ms tot ongeveer 10 s. Zij bezitten onafhankelijke gate- en trigger-ingangen. Worden zij echter uit één bron gesynchroniseerd, dan moeten deze ingangen parallel worden geschakeld. De uitgangsspanning van de bovenste envelope-generator (dat is de schakeling die het filter bestuurt) doorloopt een spanningsgestuurde inverteerkring. Men kan dus zowel positieve als negatieve contouren kiezen. De amplitude van het envelope-signaal wordt ingesteld door een extra spanningsgestuurde versterker.

De schakeling moet worden gevoed uit een symmetrische spannings bron van ± 12 tot ± 15 V en verbruikt 50 mA van de positieve voeding en 75 mA van de negatieve.
Het is van het grootste belang dat de uitgangsspanningen van de voeding uitstekend gestabiliseerd zijn en weinig hinder hebben van temperatuursdrift! De constantheid van de voedingsspanningen bepaalt immers voor een niet onbelangrijk deel de toonhoogte van het opgewekte geluid.

Gebruiksmogelijkheden
Door het universele ontwerp kan men het voice-moduul voor alle denkbare synthesizer-toepassingen gebruiken.
De meest eenvoudige toepassing is natuurlijk het met de hand instellen van alle stuurspanningen. Het volstaat een reeks potentiometers tussen de massa en een spanning van + 5 V te schakelen en de lopers van deze onderdelen naar de stuuringangen van de print te leiden. Een eenvoudig monofoon toetsenbordje dat een signaal van 1 V per octaaf levert volstaat dan voor het bepalen van de freqentie en kan op een van de CV-ingangen worden aangesloten. Natuurlijk moet dit toetsenbord ook het noodzakelijke gate-signaal genereren!

Deze minimum-configuratie kan op twee manieren worden uitgebouwd.

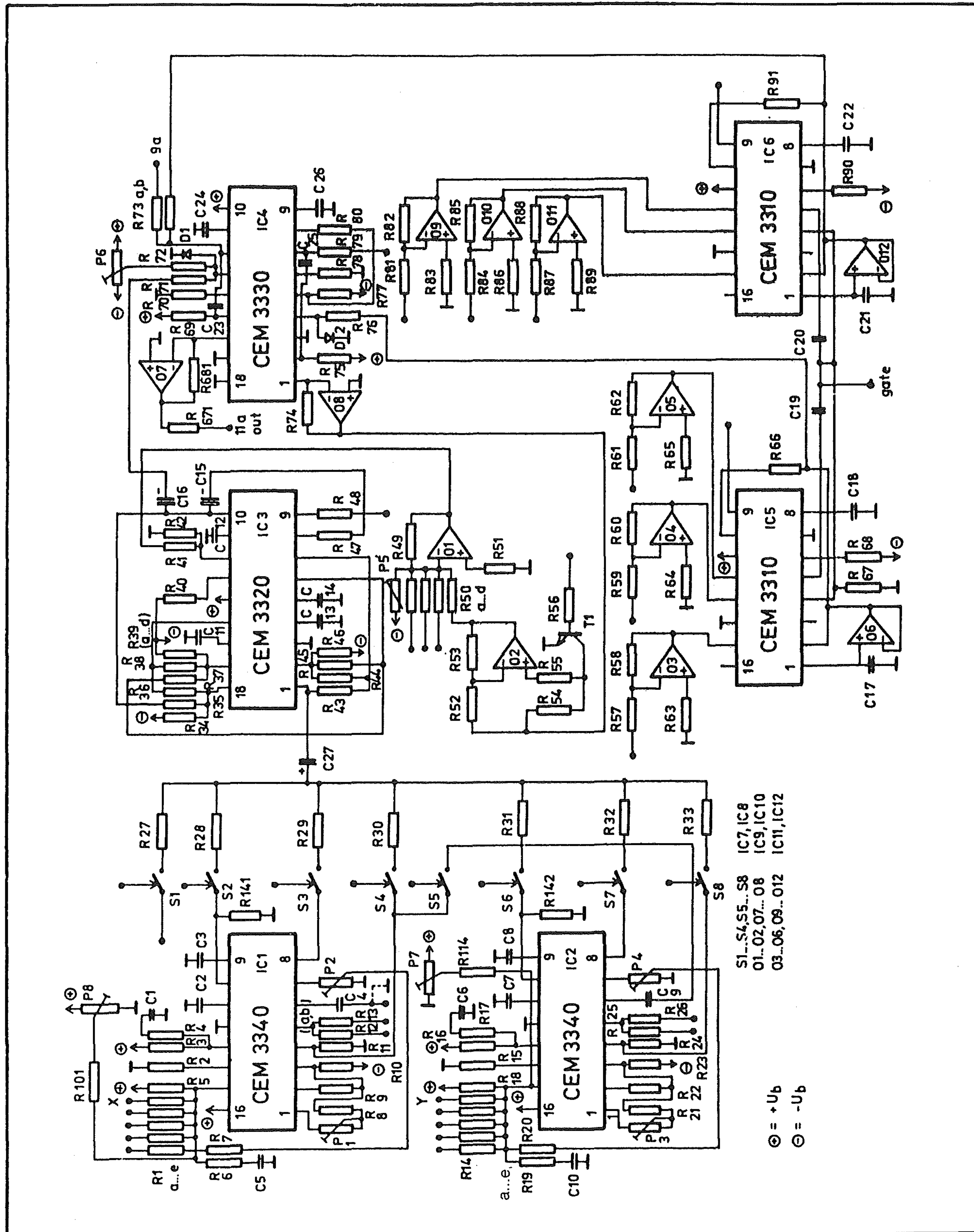
1 - Men kan het geheel uitbreiden tot een polyfoon instrument door verschillende voice-kaarten parallel te schakelen en deze te sturen met de uitgangsspanningen van een polyfoon toetsenbord, dat verschillende CV- en gate-signalen levert.

2 - Men kan de monofone opbouw handhaven, maar experimenteren met automatische besturingen, dat wil zeggen de potentiometers vervangen door een computer-besturing of door een analoge geheugen-kaart.

Daarnaast bestaat natuurlijk ook de mogelijkheid diverse voice-kaarten aan te sluiten op een gesplitst keyboard en volledig van elkaar losstaande geluids-effecten te produceren.

Het zal ook wel duidelijk zijn dat het niet noodzakelijk is alle onderdelen op de print op te nemen. Men zou bijvoorbeeld een complete voice-print kunnen combineren met een aantal gedeeltelijk gevulde kaarten en op deze manier een strikt aan de persoonlijke wensen aangepast insteek-moduul systeem kunnen opbouwen.

Het schema van de VCO's
Figuur 4/2.3.1-2 geeft het volledige schema van de schakelingen van de voice-kaart. De spanningsgestuurde oscillatoren zijn opgebouwd rond IC1 en IC2.



Figuur 4/2.3.1-2: Het volledige schema van dé voice-kaart.

Pen 15 van de CEM 3340 IC's is het sommeerpunt van alle frequentiebepalende stuursignalen. In principe vormt deze aansluiting de negatieve ingang van een operationele versterker, die met een virtueel massa-punt werkt. Dat wil zeggen dat deze pen op massapotentiaal staat en het de stromen zijn die via de diverse weerstanden naar dit punt vloeien die de grootte van de frequentie bepalen. Deze techniek heeft als groot voordeel dat de verschillende stuurspanningen elkaar niet kunnen beïnvloeden.
De weerstanden R1a tot en met R1e en R14a tot en met R14e vormen de mengweerstanden van deze schakeling en de waarde van deze weerstand bepaalt uiteraard de waarde van de frequentie maar ook het verloop van de frequentie in functie van de aangelegde regelspanning. Kiest men voor de gestandaardiseerde regelkarakteristiek van 1 V per octaaf, dan moeten deze weerstanden 100 kΩ groot zijn. Het is van het grootste belang dat deze weerstanden zo precies mogelijk aan elkaar gelijk zijn, het valt dus aan te bevelen 0,1% weerstanden toe te passen. Nu zijn deze onderdelen zeer duur en bovendien nauwelijks te koop, men zal dus in de praktijk een heleboel 1% weerstanden moeten kopen en deze met een digitale meter of een meetbrug vergelijken.
Gelukkig is de absolute waarde van de weerstanden niet zo belangrijk, maar wel hun onderlinge gelijkheid. Maar zelfs dan heeft deze procedure alleen zin als men over een digitale meter met een uitlezing tot 4 decaden kan beschikken. In het bouwpakket bevinden zich de 10 tot op 0,1% tolerantie geselecteerde weerstanden in een afzonderlijk zakje, zodat er geen vergissingen kunnen optreden.
Het zal duidelijk zijn dat het gebruik van gewone koolweerstanden volstrekt verboden is! Deze hebben een veel te grote temperatuurscoëfficiënt en bovendien behoren de ruis-eigenschappen van deze componenten ook niet tot de beste ter wereld. Maar één goede keus: metaalfilmweerstanden!

Bij de stuuringangen waarbij de eis van een regelkarakteristiek van 1 V per octaaf niet noodzakelijk is (modulatie-ingang, fijne en grove totaalstemming) kan men andere waarden gebruiken. Zo zou men bijvoorbeeld weerstanden van 2 MΩ kunnen toepassen voor de totaal-stemming, waardoor een regelkarakteristiek van 2 V per halftoon ontstaat.
Waar men echter wel op moet letten is dat deze weerstanden voor alle voicekaarten identiek zijn en dat men natuurlijk ook identieke weerstanden toepast voor beide VCO's op een en dezelfde kaart.

De instelpotentiometers R7 en R8 zijn noodzakelijk voor het compenseren van de offset op de frequenties van beide VCO's. Deze zijn zo op de print ondergebracht dat het mogelijk is via een klein gaatje in de frontplaat deze onderdelen af te regelen. Deze potentiometers moet zo worden afgeregeld dat alle VCO's op alle kaarten precies dezelfde frequentie genereren bij het aanleggen van identieke stuurspanningen. Men moet deze onderdelen dus ofwel met behulp van een nauwkeurige digitale frequentiemeter afre-

gelen ofwel op het gehoor op minimale zweving tussen de diverse uitgangssignalen.
Deze potentiometers zijn rechtstreeks tussen de massa en de positieve voedingsspanning geschakeld. Het zal dus logisch klinken dat voornamelijk deze spanning uitstekend gestabiliseerd moet zijn en een zo gering mogelijke drift (zowel onder invloed van temperatuur als onder invloed van verloop op de onderdelen in de voeding) moet vertonen.

Alvorens men de offset compenseert moeten de schakelingen echter eerst worden afgeregeld op identieke tranfer-karakteristieken. Dat wil zeggen dat alle VCO's zo moeten worden ingesteld dat het verband tussen aangelegde stuurspanning en opgewekte frequentie identiek is over het volledige bereik van de spanning. Voor deze afregeling staan de instelpotentiometers P1/P2 en P3/P4 ter beschikking.
Men draait de lopers van P2 en P4 eerst naar massa en regelt de twee overige trimmers af op een preciese karakteristiek in het laagste frequentiebereik (<10 kHz). Men varieert de spanning op een van de ingangen met precies 1 V en controleert of de uitgangsfrequentie verdubbelt of tot de helft wordt gereduceerd. Dit komt immers overeen met een toonhoogte-variatie van 1 octaaf.
Klopt dit voor de lage frequenties, dan herhaalt men de procedure voor frequenties van meer dan 10 kHz met de potentiometers P2 en P4. Men zal deze afregeling echter diverse malen moeten herhalen omdat beide instellingen elkaar wederzijds beïnvloeden.

De spanning voor het instellen van de duty-cycle van de rechthoekspanning is verbonden met pen 5 van het IC. Een spanningsstijging tussen 0 en 5 V varieert de puls-pause verhouding tussen 0 en 100 %.

De uitgangen worden als volgt naar buiten gebracht:
- pen 4: rechthoek met 12 V amplitude;
- pen 8: zaagtand met 10 V amplitude;
- pen 9: driehoek met 5 V amplitude.

De rechthoek kan echter alleen via een externe, met de massa verbonden weerstand (R11/R24) worden afgetakt.

Het frequentie-bereik van de oscillatoren wordt bepaald door de condensatoren C2 en C7. Het zal duidelijk zijn dat het onzin is 0,1 % weerstanden toe te passen in combinatie met een gewoon MKH condensatortje! Men moet hier zeer temperatuurs-constante condensatoren gebruiken, zoals FKC-types.

Via de condensatoren C4 en C9 worden de synchronisatiespanningen aan de IC's aangeboden. Alle overige componenten vervullen minder fundamentele opdrachten, zoals compensatie, het opwekken van een referentiestroom, etc.

De spanningsgestuurde schakelaars
In totaal zijn er negen spanningsgestuurde schakelaars in het schema aanwezig.
Acht van deze schakelaars worden opgebouwd met de bekende CMOS-schakelaars van het type CD 4016 of CD

4066. In één IC bevinden zich vier identieke schakelaars, die worden gesloten als de spanning op de stuuringang groter is dan 2/3 van de waarde van de voedingsspanning en open gaan als de stuurspanning kleiner wordt dan 1/3 van de waarde van de voedingsspanning.
Zes schakelaars worden ingezet voor het selecteren van de uitgangen van de VCO's, een voor het inschakelen van de hard-sync tussen de twee VCO's en de laatste voor het inschakelen van een extra extern audio-signaal voor het filter.
De laatste elektronische schakelaar is opgebouwd rond de operationele versterker O2 en de transistor T1. Wordt deze transistor in geleiding gestuurd door een spanning op de envelope-polarity ingang die groter is dan 1, 5 V, dan wordt weerstand R55 naar de massa ingeschakeld en zal de operationele versterker gaan werken als inverterende versterker. Wordt de transistor echter in sper gestuurd, dan zal het signaal via de weerstanden R54 en R55 doordringen tot de niet inverterende ingang van de op-amp en werkt de schakeling als niet inverterende versterker.
Op deze manier kan men de spanning die de envelope van het filter stuurt al dan niet inverteren.

De filterschakeling
Het filter is opgebouwd rond IC3, een IC van het type CEM 3320. De frequentiebepalende ingang (pen 12) heeft een geïnverteerd logaritmische karakteristiek, vandaar is het noodzakelijk de stuurspanningen te inverteren. Hiervoor wordt de operationele versterker O1 ingeschakeld. Deze opamp is geschakeld als inverterende meng-versterker met virtueel massapunt en de drie stuurspanningen worden over identieke weerstanden aan de negatieve ingang van het IC aangeboden. Daarnaast wordt ook nog eens een afregelspanning, afkomstig van de trimmer P5 aan deze ingang gelegd. Voor een karakteristiek van 1 V per octaaf moeten de meng-weerstanden R50a tot en met R50d een waarde van 100 kΩ bezitten met een tolerantie van 1 %.

De uitgangssignalen van de twee VCO's worden via mengweerstanden R28 tot en met R33 en de scheidingscondensator C27 aan de audioingang op pen 1 aangeboden. De mengweerstanden zijn niet identiek maar zo geselecteerd dat rechthoek, driehoek en zaagtand even luid klinken. Dit is natuurlijk een vrij subjectief criterium, maar er is niets dat verbied met de waarde van deze onderdelen te experimenteren. Het enige waarop men moet letten is dat men het filter niet mag oversturen.
De waarde van de weerstand R27 is afhankelijk van de verwachte grootte van het extern audio-signaal en moet experimenteel bepaald worden.

De filter-frequentie wordt bepaald door de condenstoren C11 tot en met C14. Het is zeer belangrijk hiervoor zo stabiel mogelijke exemplaren met bovendien een kleine tolerantie te gebruiken. Ideaal zijn Styroflex condensatoren met een tolerantie van 2,5% maar, hoewel deze door diverse fabri-

kanten worden geleverd is het maar zeer de vraag of deze in de detail-handel verkrijgbaar zijn.

De Q-factor van het filter wordt bepaald door de grootte van de spanning op pen 9. In feite is dit geen spanning- maar een stroomingang, hetgeen betekent dat de waarde van de kwaliteitsfactor niet alleen afhankelijk is van de grootte van de spanning maar evenzeer van de grootte van de weerstand R48. Met de in de onderdelenlijst opgegeven waarde kan men de kwaliteitsfactor van het filter zo bepalen dat bij maximale spanning er instabiliteit optreedt en het filter als sinus-oscillator gaat werken! Dit is, zoals later zal blijken, handig voor het op elkaar afstemmen van de filters op de diverse voice-kaarten.

De filter-schakeling beschikt over slechts één afregel-element, namelijk instelpotentiometer P5. Deze wordt als volgt afgeregeld.
Een van de VCO's wordt ingesteld op de laagste frequentie van ongeveer 30 Hz, de ingangen van het filter worden met de massa verbonden. Men verdraait genoemde trimmer tot het signaal zo goed als verdwijnt. Heeft men diverse voice-kaarten in gebruik, dan moet men deze instelpotentiometers op een iets andere manier afregelen. Men verdraait de potentiometers die de kwaliteits-factoren van de filters bepalen tot alle schakelingen gaan oscilleren. Vervolgens regelt men alle P5 trimmers af op identieke frenquentie.

De spanningsgestuurde versterker
De twee in het schema aanwezige spanningsgestuurde versterkers worden opgebouwd met de twee in het IC CEM 3330 aanwezige schakelingen. De bovenste zit in de hoofd-kring van het signaal, de onderste verzorgt de sturing van het filter.

De uitgangsspanning van de envelope-generator IC6 wordt aangeboden aan de stuuringang van de bovenste schakeling (pen 12). De mogelijkheid van een extra extern stuursignaal is ingebouwd (weerstand R73a). De in het IC aanwezige schakelingen hebben geen interne uitgangs-buffer, deze moeten dus extern worden aangebracht en wel met behulp van de operationele versterkers O7 en O8.
De instelpotentiometer P6 dient om het op minimum afregelen van de feed-through van het stuursignaal. Men stelt de VCA-ADSR in op de minimale decay- en attack-tijden en verdraait de loper van deze potentiometer tot er zo min mogelijk signaal op de uitgang van de schakeling (pen 11a van de connector) verschijnt. Om deze afregeling te kunnen uitvoeren mag er uiteraard geen ingangssignaal aan de VCA worden aangelegd!
Deze afregeling is niet aanwezig bij de VCA die het filter stuurt omdat aan deze schakeling minder hoge eisen worden gesteld.

De uitgang van de bovenste VCA is tevens de uitgang van de voice-kaart. Weerstand R671 is de mengweerstand, alle mengweerstanden van de diverse in gebruik zijnde voice-kaarten maken deel uit van de sommerende versterker van de totaal-menger (wordt later beschreven). Gebruikt men slechts één

voice-print, dan is deze mengweerstand uiteraard niet noodzakelijk en deze kan in principe vervangen worden door een draadbrug.

De envelope-generatoren
De CEM 3310 schakelingen hebben een transfer-karakteristiek van -60mV per decade. Om nu toch gebruik te kunnen maken van de gestandaardiseerde grenzen van de stuurspanning (0 en 5 V) is het noodzakelijk een inverterende trap tussen te schakelen en het stuursignaal behoorlijk te verzwakken. Ieder stuursignaal wordt dus aangeboden aan een als inverterende versterker geschakelde operationele versterkers (O3 tot en met O5 voor de ene schakeling, O9 tot en met O11 voor de tweede).

De attack- en decay-tijden zijn afhankelijk van de waarde van de tijdbepalende condensatoren C17/C21.
Weerstand R67 dient als pull-down weerstand van de gate-ingang.

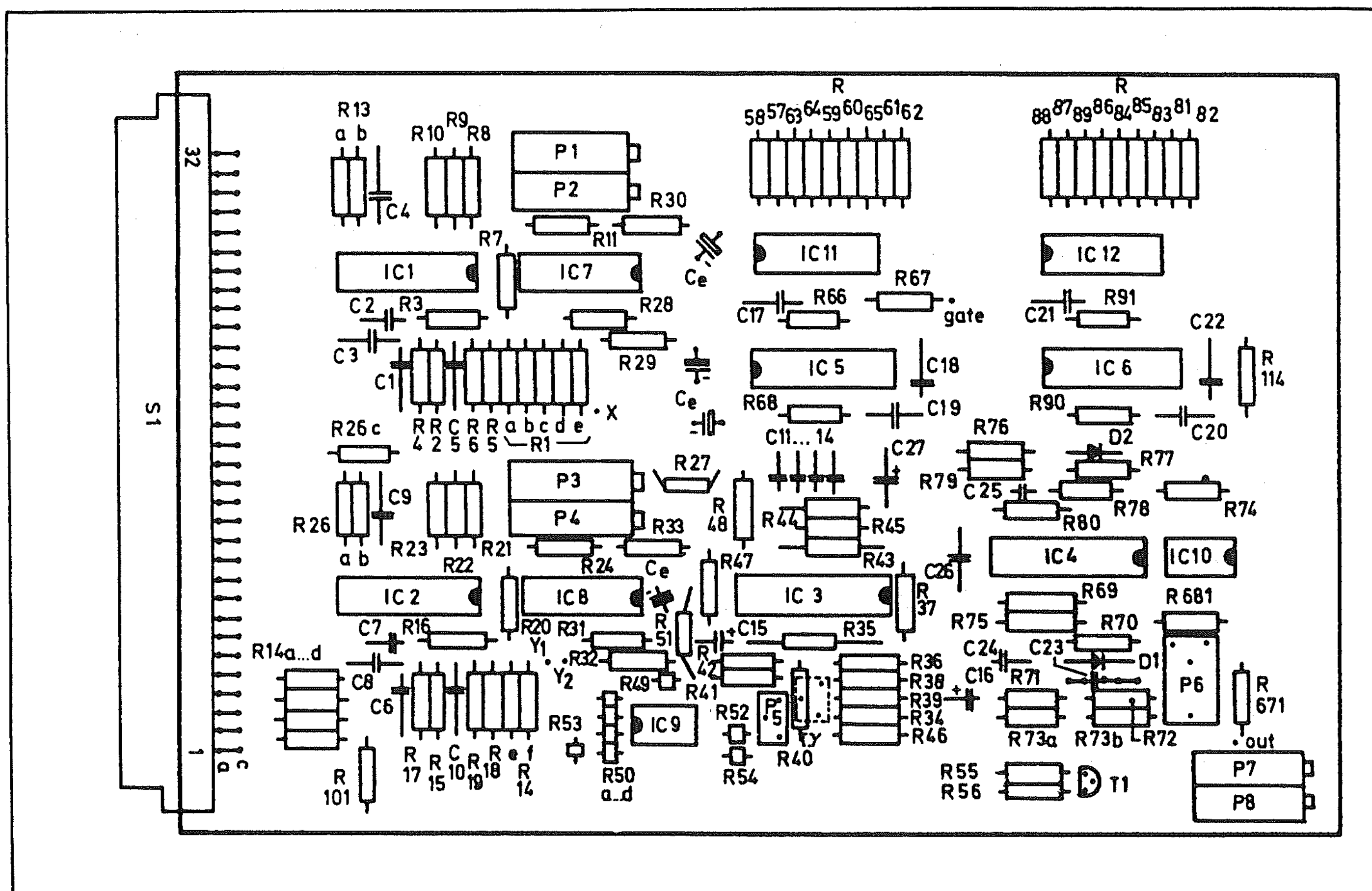
De uitgangen van de beide schakelingen worden aangeboden aan bufferschakelingen, opgebouwd rond de operationele versterkers O6 en O12. De uitgangen van deze versterkers sturen respectievelijk de onderste en de bovenste VCA uit het CEM 3330 IC.

De bouw van de schakeling
Men zal tevergeefs zoeken naar de bij iedere nabouw-schakeling standaard geleverde transparante pagina met print lay-out! De reden voor deze omissie is dat de print voor deze schakeling zo ingewikkeld is en zo dunne sporen bevat dat fabricage voor de gemiddelde doe-het-zelver, die immers over niet professionele belichtings- en ets-apparatuur beschikt, bij voorbaat tot mislukking gedoemd is. Bovendien is de print uiteraard dubbelzijdig en moet doorgemetalliseerd worden.
Maar zoals reeds diverse malen opgemerkt kan men de voice-print bij de uitgever van dit naslagwerk bestellen.

De componenten-opstelling is getekend in figuur 4/2.3.1-3.

Hoewel de CEM-IC's niet volgens de CMOS technologie worden gefabriceerd en daardoor volledig ongevoelig zijn voor statische ladingen moet men deze onderdelen toch met de nodige omzichtigheid behandelen. De schakelingen zijn namelijk zeer gevoelig wat betreft het per ongeluk kortsluiten van hun uitgangen! Men kan zelfs rustig stellen dat de IC's absoluut niet bestand zijn tegen kortsluitingen, al is het maar even, en onmiddellijk de geest geven!
Zoals uit het schema blijkt zijn de pennen die de negatieve voedingsspanning aan de IC's aanbieden niet rechtstreeks met de voeding verbonden, maar via serie-weerstanden (R10, R23, R39, R77, R68 en R90). Hoewel deze weerstanden relatief klein zijn (tussen de 470 en de 820 Ω, een en ander afhankelijk van soort IC en beschikbare voedingsspanning) mag men deze onderdelen in geen geval door draadbruggen vervangen!
De IC's zouden het niet overleven!

Alvorens met de bouw wordt begonnen is het noodzakelijk de print gron-



Figuur 4/2.3.1-3: Onderdelen plattegrond van de voice-kaart.

dig te controleren op kortsluitingen tussen naast elkaar liggende sporen, kleine onderbrekingen in een spoor en op slechte doormetaliseringen. Toegegeven, een langdurig, moeizaam en zeer vervelend klusje, maar zeer noodzakelijk.
Gebruik een bout met een zeer spitse punt en een vermogen van niet meer dan 20 W en koop desnoods (indien niet in voorraad) een rol speciale zeer dunne en zeer snel vloeiende tin zoals bijvoorbeed de 1 mm dikke SN 60 van Fluitin.

De print kan het best op de volgende manier systematisch worden gevuld.
- soldeer alle IC-voetjes in de print;
- nadien alle liggende weerstanden met uitzondering van R66 en R91;
- alle dioden;
- alle condensatoren;
- alle staande weerstanden;
- nu pas de weerstanden R66 en R91;
- tot slot de trimmers en de transistor.

Op de print-tekening zijn vier condensatoren met de code Ce aangegeven. Dat zijn 4,7 μF tantaal-elco's, die worden gebruikt voor het op diverse punten van de print ontkoppelen van de voedingsspanningen. Deze zijn zeer belangrijk en mogen ook niet worden vervangen door gewone elektrolytische condensatoren.
Voor weerstand R40 kan men zowel

een vaste weerstand als een trimmer in combinatie met een vaste weerstand in de print opnemen.

Tussen het schema van figuur 4/2.3.1-2 en de print-tekening bestaan enige verschillen. Zo zijn de twee ingangsweerstanden voor het besturen van de duty-cycle in het schema met R12 en R13 geïdentificeerd en op de print met R13a en R13b. Voor het tweede kanaal geldt hetzelfde: R25 in het schema wordt R26a op de print. Bovendien is de schakeling rond de onderste VCO op de print uitgebreid met twee extra weerstanden: R14f en R26c geven extra besturings-mogelijkheden voor frequentie en pulsbreedte.

Het in bedrijf nemen van de print

Bij dit soort zeer ingewikkelde schakelingen doet men er niet verstandig aan na het solderen alle IC's in hun voetjes te plaatsen en het geheel lukraak met de voeding te verbinden. Beter kan men stap na stap te werk gaan en hoewel daar geen algemene richtlijnen voor zijn te geven zou men als volgt te werk kunnen gaan.

- Controleer de gemonteerde print op soldeer-fouten. Zeker bij zo'n complexe print als deze is een soldeerbruggetje snel gelegd!
- Verbind de print met de voeding, echter zonder dat de IC's aanwezig zijn!
- Meet zowel de positieve als de negatieve voedingsspanningen op alle IC-voetjes. Blijkt de spanning niet overal aanwezig te zijn, dan is er waarschijnlijk een printspoortje onderbroken of een doormetalisering niet in orde.
- Duw systematisch alle IC's een na een in hun voetjes (uiteraard met uitgeschakelde voeding) en controleer telkens of de schakeling rond het IC werkt. Denk om de kortsluitingsgevoeligheid van de CEM-IC's. Dus goed oppassen voor van een pennetje afschietende test-pennen of probes!
- Monteer de IC's in de volgorde: VCO's, VCF, ADSR's en VCA's. Vergeet daarbij niet de op-ampjes en elektronische schakelaars die bij een trap horen ook in de voetjes te duwen.
- Voor deze stap-na-stap montage moet men natuurlijk de beschikking hebben over enige stuurspanningen en een gate-impuls. De eerste kan men afnemen van de lopers van enige tussen de +5 V en de massa geschakelde lineaire potentiometers van 10 kΩ, de tweede van een blokgolfgenerator.
- Na het monteren van de CEM 3340 IC's kan men de generatoren testen door op een van de frequentie-bepalende ingangen (weerstanden R1 en R14) een spanning aan te leggen en tezelfdertijd een van de duty-cycle ingangen aan te sturen.
- Nadien worden de elektronische omschakelaars gemonteerd en kan men de werking van deze schakelingen testen door een spanning van +12 (15) V aan te leggen op de respectievelijke besturings-ingangen van deze IC's.
- Vervolgens worden de CEM 3310 IC's gemonteerd en worden de envelope-uitgangsspanningen getest. Vergeet niet dat deze schakelingen niet werken als er geen gate-puls aanwezig is!

- Tot slot worden de spanningsgestuurde versterkers en het filter in de print opgenomen en kan men de totale schakeling op al de beschikbare functies testen.

Onderdelenlijst

Weerstanden, metaalfilm, minstens 1 %

R 70, R 78	=	1 kΩ	
R 2, R 15, R 42	=	1,82 kΩ	
R 9, R 22, R 80	=	5,62 kΩ	
R 8, R 21	=	23,7 kΩ	
R 36, R 37, R 44	=	90,9 kΩ	
R 1, R 14, R 50	=	100 kΩ	(voor 1 V/okt)
R 35, R 38, R 41, R 43, R 45			
R 49, R 52, R 53, R 13, R 26	=	100 kΩ	
R 69, R 75	=	150 kΩ	
R 5, R 18	=	365 kΩ	
R 7, R 20, R 72	=	1 MΩ	
R 3, R 16, R 101, R 114	=	1,5 MΩ	

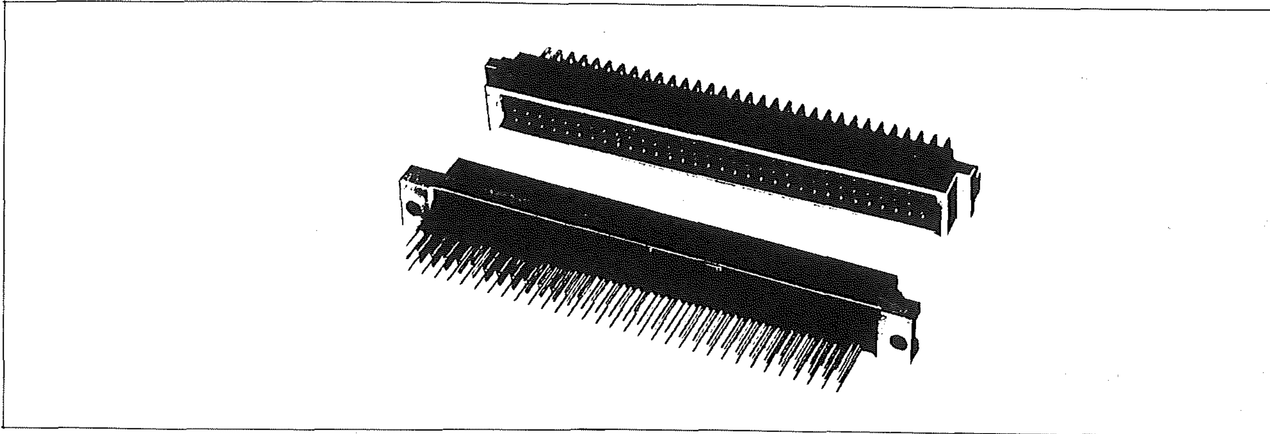
Weerstanden, 1/4 W, 5 % kool

R 4, R 17, R 6, R 19	=	470 Ω	
R 68, R 90, R 10, R 23	=	470 (510) Ω	12 V voeding
		750 (820) Ω	15 V voeding
R 77	=	470 Ω	12 V voeding
		680 (750) Ω	15 V voeding
R 671	=	470 - 47 Ω	afhankelijk van uitgangsamplitude
R 40	=	1,2 Ω	12 V voeding
		1,5 Ω	15 V voeding
R 58, R 60, R 62, R 63, R 64			
R 65, R 82, R 83, R 85, R 86			
R 88, R 89	=	2,2 Ω	
R 11, R 24, R 67	=	10 Ω	
R 27	=	10 - 220 Ω	afhankelijk van ingangsamplitude
R 51, R 66, R 91	=	22 (27) kΩ	
R 59, R 61, R 73a, R 79			
R 81, R 84	=	27 Ω	Uc = 0 - 2,5 V
		47 Ω	Uc = 0 - 5 V
		100 Ω	Uc = 0 - 10 V
R 57, R 87	=	33 Ω	Uc = 0 - 2,5 V
		56 Ω	Uc = 0 - 5 V
		120 Ω	Uc = 0 - 10 V

R 47, R 48, R 50d, R 54			
R 55, R 56, R 71, R 73b	=	47 kΩ	
R 74, R 76, R 681	=	47 kΩ	
R 28, R 31	=	100 kΩ	zie tekst
R 29, R 32	=	180 kΩ	zie tekst
R 30, R 33	=	220 kΩ	zie tekst
R 34, R 39, R 46	=	180 kΩ	12 V voeding
		220 kΩ	15 V voeding
R 141, R 142	=	100 kΩ	zie tekst
Instelpotentiometers			
P 1, P 3	=	10 kΩ	cermet 10-toeren
P 2, P 4	=	20 kΩ	cermet 10-toeren
P 5	=	470 kΩ	staand
P 6	=	100 kΩ	staand
P 7, P 8	=	100 kΩ	cermet 10-toeren
Condensatoren			
C 1, C 5, C 6, C 10	=	10 nF	MKH
C 2, C 7	=	1 nF	temperatuur constant
C 3, C 8	=	1 nF	keramisch
C 4, C 9, C 23, C 25	=	1 nF	keramisch
C 11, C 12, C 13, C 14	=	470 pF	styroflex
C 15, C 16, C 27, Ce	=	4,7 μF	16 V tantaal
C 17, C 21	=	47 nF	MKH
C 18, C 22	=	22 nF	MKH
C 19, C 20, C 24, C 26	=	4,7 nF	MKH
Halfgeleiders			
D 1, D 2	=	1 N 4148	
T 1	=	BC 549	
Geïntegreerde schakelingen			
IC 1, IC 2	=	CEM 3340	
IC 3	=	CEM 3320	
IC 4	=	CEM 3330	
IC 5, IC 6	=	CEM 3310	
IC 7, IC 8	=	CD 4066 BE	
IC 9, IC 10	=	TL 082	
IC 11, IC 12	=	TL 084	

Diversen

1 x dubbelzijdige doorgemetaliseerde print
1 x 64-polige connector A+C, volgens DIN 41612
6 x 14-polig IC-voetje
4 x 16-polig IC-voetje
2 x 18-polig IC-voetje



Figuur 4/2.3.1-4: De in het MSS-systeem toegepaste connectoren volgens DIN 41612.

Aansluitingen op de 64-polige connector

De print wordt voorzien van een gestandaardiseerde 64-polige steker volgens DIN 41612. Zoals uit figuur 4/2.3.1-4 blijkt bevatten deze connectoren 1, 2 of 3 rijen met ieder 32 contacten. Deze rijen worden respectievelijk a, b en c genoemd. Bij de 32-polige uitvoeringen zijn de rijen a en c bezet, zodat de contacten een onderlinge afstand van 5,08 mm hebben. Bij deze print wordt gebruik gemaakt van de 64-polige uitvoering, waarbij de a en c rijen volledig bezet zijn en het raster tussen de aansluitingen dus gelijk is aan 2,54 mm. Deze connectoren worden door diverse fabrikanten in de handel gebracht en zijn van het merk Assmann leverbaar door Malchus te Schiedam.

De aansluitingen van de print op de connector zij gegeven in tabel 4/2.3.1-1. De definitie NC wil zeggen dat het betreffende contact niet op de print wordt gebruikt. Zo worden bijvoorbeeld de pennen 1a en 1c, die de +5 V voeren, niet gebruikt. Men kan de print dus zonder meer op een bus-systeem aansluiten en alle 1a en 1c contacten toch doorverbinden met de + 5 V voeding. De definitie GND staat voor "ground" oftewel massa.

Het verzorgen van de stuurspanningen met de hand

In totaal kan met 27 gelijkspanningen tussen 0 en +5 V op de print aansluiten! Nu zal men in de meeste gevallen niet zoveel ingangen nodig hebben, maar men moet toch met minstens 15 stuursignalen rekening houden.

Deze spanningen kunnen zowel met de hand, dus met potentiometers worden opgewekt als met een automatisch systeem.

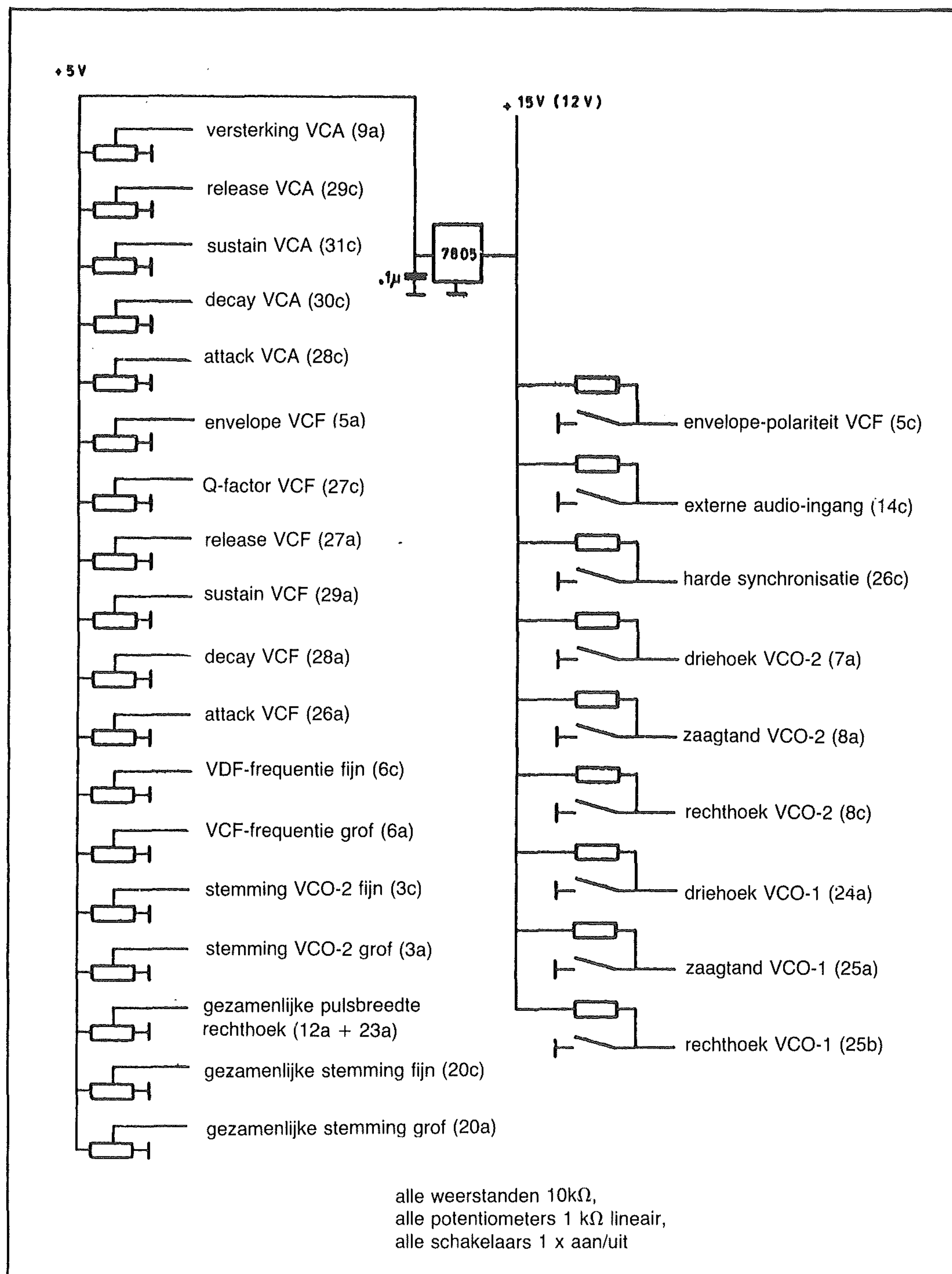
Om met het eerste systeem te beginnen geeft figuur 4/2.3.1-5 een universeel schema waarin 18 potentiometers van 10 kΩ worden gebruikt voor het genereren van even zoveel stuurspanningen. De potentiometers zijn aangesloten tussen de massa en de uitgang van een afzonderlijke +5 V stabilisator, die gevoed wordt uit de standaard

pen-nummer	rij A	rij C
1	NC (+5V)	NC (+5 V)
2	+15V(+12V)	+15V(+12V)
3	CV1-VCO2	CV2-VCO2
4	CV3-VCO2	CV4-VCO2
5	Envelope (amount)	Envelope-Polarity
6	CV1-VCF	CV2-VCF
7	CV-Traingle-VCO2	CV3-VCF
8	CV-SAW-VCO2	CV-Pulse-VCO2
9	CV1-VCA	NC
10	NC	NC
11	Audio-Output	NC
12	CV1-PW-VCO2	Pulse-Output-VCO1(via S5)
13	CV2-PW-VCO2	CV3-PW-VCO2
14	NC	CV-Ext. Audio-Input
15	NC	Ext. Audio-Input
16	NC	NC
17	NC	NC
18	NC	NC
19	NC	NC
20	CV1-VCO1	CV2-VCO1
21	-15V(-12V)	-15V(-12V)
22	CV3-VCO1	CV4-VCO1
23	CV1-PW-VCO1	Ext.Hard-Sync. VCO1
24	CV-Triangle-VCO1	CV2-PW-VCO1
25	CV-SAW-VCO1	CV-Pulse-VCO1
26	Attack-VCF	CV-Hard-Sync. VCO1/2
27	Release-VCF	Q-FACTOR-VCF
28	Decay-VCF	Attack-VCA
29	Sustain-VCF	Release-VCA
30	TRIGGER	Decay-VCA
31	GATE	Sustain-VCA
32	GND	GND

Tabel 4/2.3.1.-1: De aansluiting van de stuur-, uitgangs- en voedinsgsspanningen op de 64-polige connector volgens DIN 41612.

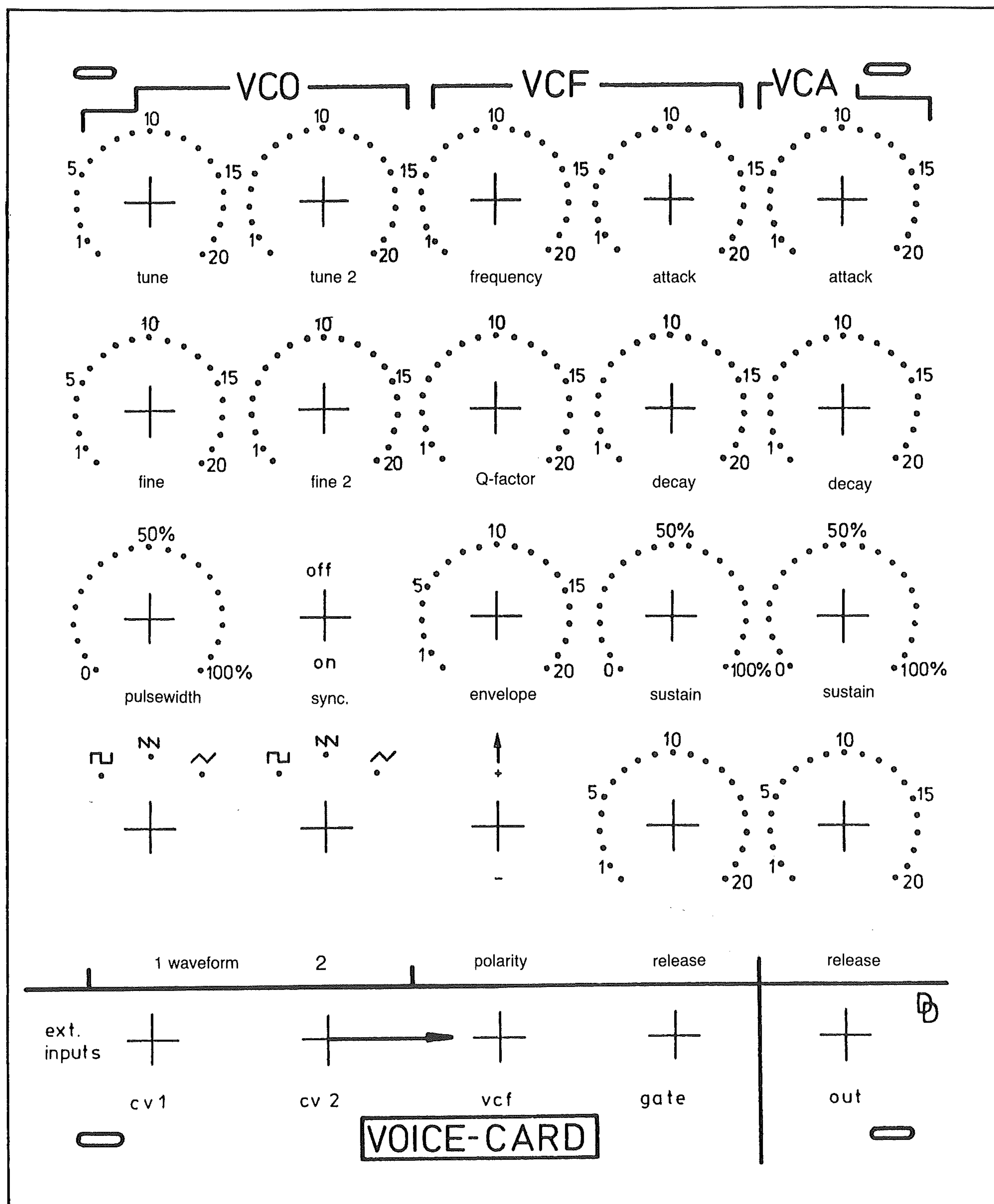
systeem-voeding van +12 of +15 V. Het wordt niet aanbevolen de +5 V systeemvoeding rechtstreeks te gebruiken voor het voeden van deze potentiometers. Deze voeding wordt immers gebruikt voor het voeden van digitale schakelingen en zoals men weet kunnen er op zo'n voeding vrij grote zeer smalle stoorpulsen optreden.

Naast deze analoge stuurspanningen heeft men uiteraard ook nog een groot aantal digitale stuurspanningen nodig, bijvoorbeeld voor het openen en sluiten van de elektronische schakelaars op de print. Deze schakelingen



Figuur 4/2.3.1-5: Het door middel van potentiometers en enkelvoudige aan/uit schakelaars opwekken van de stuurspanningen voor de voice-kaart.

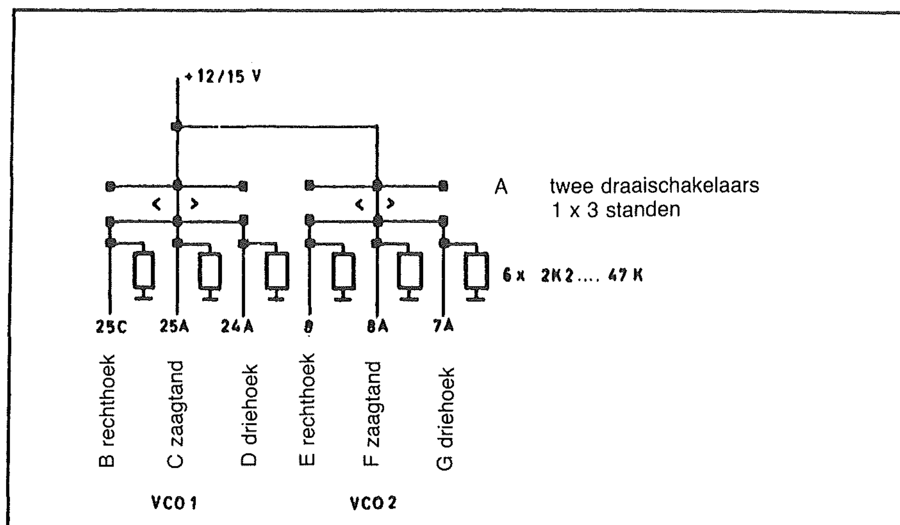
reageren alleen goed op een stuursignaal dat ofwel 0 is, ofwel gelijk aan de voedingsspanning. Men kan voor deze signalen dus geen gebruik maken van de +5 V voeding, maar moet van de +12 of (+15) V uitgaan. In het schema



Figuur 4/2.3.1-6: Suggestie van een lay-out voor de frontplaat bij manuele instelling van de voice-karakteristieken.

kan men dan ook opmerken dat de +12 (+15) V door middel van een aantal begrenzingsweerstanden van 10 kΩ aan 9 enkelpolige aan/uit schakelaars wordt aangeboden. De andere aansluiting gaat naar de massa, een open schakelaar komt dus overeen met een hoog stuursignaal (sluiten van de elektronische schakelaars op de print), een gesloten schakelaar met een laag stuursignaal (openen van de elektronische schakelaars).

Figuur 4/2.3.1-6 geeft de lay-out van een frontplaatje voor het op overzichtelijke manier onderbrengen van alle bedienings-organen.De enkelvoudige schakelaars voor het selecteren van de golfvorm van beide oscillatoren zijn hier vervangen door twee driestanden draai-schakelaars (zie ook figuur 4/ 2.3.1-7), hetgeen het geheel makkelijker te bedienen maakt maar de mogelijkheden natuurlijk beperkt.



Figuur 4/2.3.1-7: Bedrading van twee driestanden-schakelaars als men de spanningsvormen niet met aan/uit schakelaars, maar met draaischakelaars wil selecteren.

Tot nu toe zijn wij er van uitgegaan dat alle regelspanningen op het systeem inwerken met een 1 V per octaaf karakteristiek. Dit is natuurlijk geen wet van Meden en Perzen en soms kan deze karakteristiek zelfs veel te grof werken.
Een typisch voorbeeld zijn bijvoorbeeld de stuuringangen voor de fijnregeling van de frequenties van de VCO's en het VCF. Men kan de betreffende weerstanden beter vervangen door metaalfilmweerstanden van 1 á 3 MΩ - 1 %.

Bij meervoudige systemen (waar men dus verschillende voice-kaarten toepast) moet men echter wel een eenduidige waarde van de stuurweerstanden aanhouden.

Men zou bijvoorbeeld de volgende configuratie intern kunnen standaardiseren:

- pen 20a → grove gezamenlijke stemming → 100 kΩ, 0,1 %
- pen 20c → fijne gezamenlijke stemming → 1-3 MΩ, 1 %
- pen 3a → grove stemming VCO-2 → 100 kΩ. 0,1 %
- pen 3b → fijne stemming VCO-2 → MΩ. 1 %

De twee ingangen voor de gecombineerde stemming van de beide VCO's (20a, 20c) werken echter zonder extra bedrading alleen maar in op VCO-1. Om deze stuurspanningen ook op de tweede schakeling te laten inwerken kan men twee systemen toepassen.

- De twee nog vrije ingangen van VCO-2 (4a en 4c) worden op de print met de aansluitingen 20a en 20c doorverbonden. Men moet dan natuurlijk de serie-weerstanden aan de afgesproken standaardisatie aanpassen! Dit systeem heeft echter als nadeel dat VCO-2 geen vrije ingangen meer heeft hetgeen een beperking kan zijn als men later extra modulatie-technieken zou willen gaan toepassen.
- De twee sommeer-stuuringangen 20a en 20c worden door middel van extra weerstanden rechtstreeks verbonden met de sommeer-ingang van VCO-2. Dit is, als geheugen-steuntje, pen 15 van het IC. Men kan deze extra weerstanden het best op de koperzijde van de print solderen. Deze techniek heeft als voordeel dat men later de aansluitingen 4a en 4c voor het afzonderlijk moduleren van VCO-2 kan gebruiken.

Het aansluiten van de voice-kaart(en) op een toetsenbord

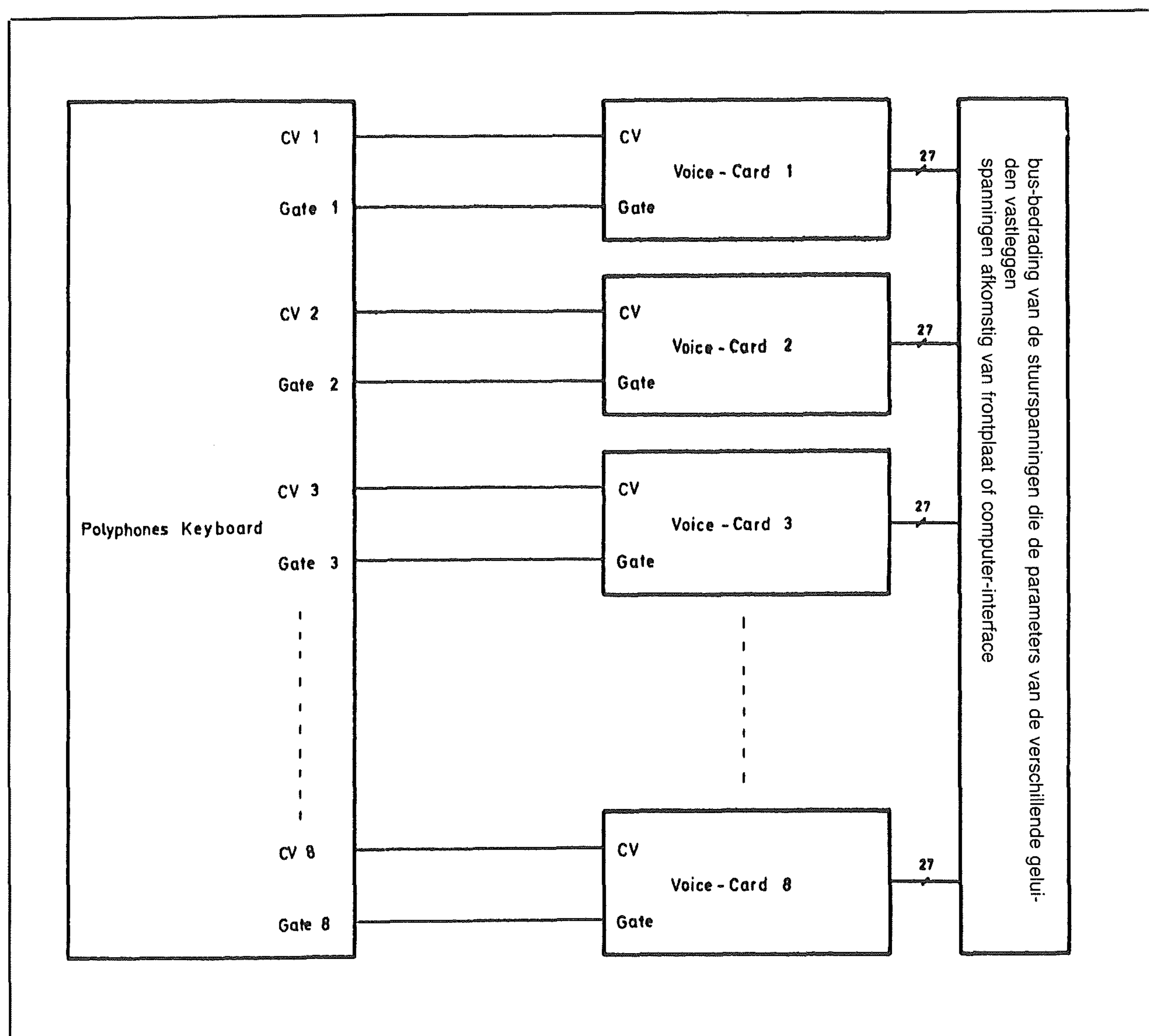
Een standaard monofoon toetsenbord levert twee uitgangssignalen:

- een CV-signaal, een analoge spanning tussen 0 en + 5 V die de toonhoogte bepaalt en werkt met de 1 V per octaaf karakteristiek;
- een G-signaal, een digitale impuls die verschijnt op het moment dat er een toest wordt ingedrukt.

Polyfone toetsenborden leveren zoveel CV-signalen af als er stemmen aanwezig zijn (dus meestal 4 of 8) en meestal evenveel G-pulsen.

Het zal duidelijk zijn dat iedere voicekaart met zowel een CV- als een G-signaal gestuurd moet worden. Het zal dus ook wel duidelijk zijn dat deze signalen niet via de gecombineerde bus aan de verschillende kaarten toegevoegd kunnen worden, maar dat men dit het best doet via aansluitingen op de frontplaatjes van de modulen. Het G-signaal van het keyboard wordt met de gate-ingang van de kaart verbonden (weerstand R 67). Sommige polyfone toetsenborden leveren echter slechts èèn gate-signaal en dan moet men alle gate-ingangen van alle voicekaarten onderling doorverbinden.

Figuur 4/2.3.1-8 geeft een voorbeeld van hoe een achtstemmig toetsenbord (met afzonderlijke gate-uitgangen) met acht voice-kaarten kan worden verbonden. Naast de twee CV- en G-ingangen moet iedere print natuurlijk ook nog eens gestuurd worden met maximaal 27 stuurspanningen van frontplaat of interface voor het instellen van de parameters van het geluid.



Figuur 4/2.3.1-8: De bedrading tussen een achtstemmig polyfoon toetsenbord en acht voice-kaarten.

Het CV-signaal moet inwerken op beide VCO's. Men kan daarvoor een van de weerstanden R1 en R14 gebruiken, die niet met de connector verbonden zijn maar via het frontplaatje naar buiten worden gevoerd.

Is het de bedoeling dat de CV-uitgang van het toetsenbord ook inwerkt op het filter (de zogenaamde keyboard follow mode), dan moet deze uitgang ook nog eens met het sommeerpunt van operationele versterker O1 worden verbonden. Dat is de negatieve ingang van de op-amp. Ook hiervoor kan men een 100 kΩ weerstand toepassen.

Het opwekken van de stuurspanningen met de computer-interface
Bij het opwekken van de stuurspanningen met behulp van de computer worden de spanningswaarden digitaal opgeslagen in de geheugen-adressen van de computer. Dat digitale bereik loopt van decimaal 0 tot en met decimaal 255. De interface kan op twee verschillende modi ingesteld worden, namelijk een maximale analoge uitgangsspanning van 5,3125 V en een maximale analoge uitgang van 10,625 V. Een en ander heeft te maken met de omzet-factor van de in de interface toegepaste digitaal-naar-analoog omzetter. Men kan beide modi gebruiken, maar in het eerste geval ontstaan er problemen bij het genereren van de digitale stuurspanningen voor het bedienen van de elektronische schakelaars op de voice-prints.

- **volle schaal = 5,3125 V**
  Bij deze methode komt 1 analoge volt overeen met ongeveer 48 verschillende digitale codes. De resolutie (dit is nauwkeurigheid waarmee men de waarde van de uitgangsspanning kan instellen) is gelijk aan: 5,3125 V /256 = 20,7 mV.
  Men kan de ingangsweerstanden van de voice-kaart op de beschreven manier bestukken met 100 kΩ weerstanden om een transferkarakteristiek van 1 V per octaaf te verkrijgen. De maximale uitgangsspanning van 5,3 V is echter te klein voor het sluiten van de elektronische schakelaars! Er zit dan niets anders op dan niveau-omzetters tussen de uitgangen van de interface en de ingangen van de voice-kaart op te nemen. Men kan bijvoorbeeld gebruik maken van de standaard in de handel zijnde TTL en CMOS omzetters van het type SN 7407 of CD 74 C 906. De uitgangen van de poorten worden met pull-up weerstanden van 10 kΩ met de positieve voedingsspanning van 12 of 15 V verbonden.
- **volle schaal = 10,625 V**
  Bij dit systeem is de nauwkeurigheid natuurlijk kleiner, omdat 1 analoge volt nu slechts door 24 digital stappen gedekt wordt. De ingangsweerstanden van de voice-kaart moeten voor 10 V bestukt worden (zie onderdelenlijst). De interface-uitgangen zijn nu rechtstreeks in staat de digitale schakelaars in de voice-schakeling te sturen als men gebruik maakt van een voedingsspanning van ±12 V. Bij ±15 V ligt de maximale uitgangsspanning van de interface-kaart precies op het randje van wat nog wel als "H" door de CMOS-schakelaars wordt geaccepteerd en het valt dus aan te bevelen (indien het systeem het toelaat) te werken met ±12 V voedingen.
  Men moet nu echter wel de stuurspanningen voor de sustain-emphasis- en PW-ingangen door middel van een eenvoudige resistieve spanningsdeler (bijvoorbeeld twee in serie geschakelde 1 kΩ weerstanden, waarvan het gemeenschappelijke punt naar ingang van de voice-kaart gaat) halveren.

Tabel 4/2.3.1-2 geeft een voorbeeld van de mogelijke koppeling van de interface-kanalen aan de besturingsfunctie van de voice-kaart.

functie	interface-kanaal	connector	opmerking
groffe totaal-stemming	0	20a	-
fijne totaal-stemming	1	20c	-
pulsbreedte	2	13a + 23a	spanningsdeler
VCO-2 stemming grof	3	3a	-
VCO-2 stemming fijn	4	3c	-
rechthoek VCO-1	5	25c	niveau-omzetter
zaagtand VCO-1	6	25a	niveau-omzetter
driehoek VCO-1	7	24a	niveau-omzetter
rechthoek VCO-2	8	8c	niveau-omzetter
zaagtand VCO-2	9	8a	niveau-omzetter
driehoek VCO-2	10	7a	niveau-omzetter
harde synchronisatie	11	26c	niveau-omzetter
externe audio-ingang	12	14c	niveau-omzetter
envelope-polariteit	13	5c	-
filterfrequentie grof	14	6a	-
filterfrequentie fijn	15	6c	-
attack filter	16	26a	-
decay filter	17	28a	-
sustain filter	18	29a	spanningsdeler
release filter	19	27a	-
envelope-amplitude	20	5a	-
kwaliteits-factor filter	21	27c	spanningsdeler
attack versterker	22	28c	-
decay versterker	23	30c	-
sustain versterker	24	31c	spanningsdeler
release versterker	25	29c	-

Tabel 4/2.3.1-2: Het definiëren van 25 interface-kanalen voor het digitaal besturen van de belangrijkste parameters van een voice-kaart.

4/2.3.2
Een ± 15V - 1 A voeding

Schema-beschrijving
Het schema van deze voeding is getekend in figuur 4/2.3.2-1. De 220 V~ wordt via een zekering F1 aangeboden aan de twee in serie geschakelde primaire wikkelingen van de trafo Tr1. Het neon-lampje L2 dient als waarschuwing voor het feit dat de voeding is ingeschakeld, het tweede neonlampje L1 gaat branden op het moment dat de zekering om de een of andere reden zou doorbranden. Beide lampjes kunnen op het frontplaatje van het voedings-moduul worden gemonteerd en geven op een zeer eenvoudige manier alle nodige informatie over de toestand van het primaire circuit.
Eventueel kan men de draadbrug B1 op de print monteren. In dat geval zal L1 oplichten op het moment dat het print-rek met het net verbonden wordt (de weerstand van de primaire wikkelingen van de trafo is te verwaarlozen ten opzichte van de voorschakel-weerstand).

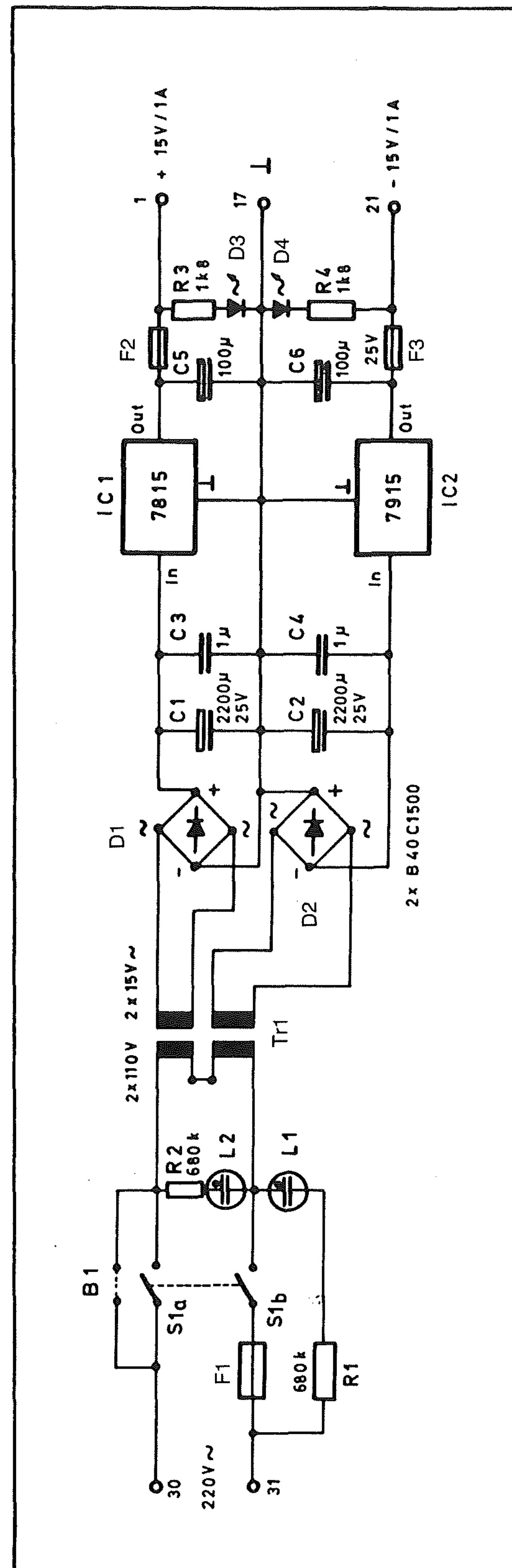
De twee secundaire spanningen van 15 á 18 V~ worden niet met elkaar verbonden, maar voeden twee bruggelijkrichters D1 en D2. Na afvlakking met C1 en C2 en HF-filtering door C3 en C4 worden de ongestabiliseerde spanningen aangeboden aan de twee symmetrische spanningsregelaars uit de 78/79-serie. De gestabiliseerde uitgangen worden nog eens ontkoppeld met behulp van twee kleine elco's en met tussenschakeling van zekeringen aan de uitgang van de schakeling aangeboden.
Het al dan niet aanwezig zijn van de uitgangsspanningen wordt aangegeven door middel van twee LED's, die op de frontplaat van het moduul gemonteerd kunnen worden.

De bouw van de voeding
Figuur 4/2.3.2-2 geeft de print lay-out, figuur 4/2.3.2-3 de componenten opstelling.
Alle onderdelen, dus ook de trafo en de koelplaat van de stabilisatoren, zijn ondergebracht op een standaard 10 x 16 cm^2 Europrint. Dit heeft echter enige consequenties. Zo is er bijvoorbeeld geen plaats op de onderdelen-zijde van de print voor het monteren van de elektrolytische condensatoren. Deze moeten dus op de koperzijde van de print worden gesoldeerd. Let er op dat men voor C3 en C4 geen elco's mag gebruiken, maar dat men bij voorkeur metaal-folie exemplaren moet zien te bemachtigen. Elco's hebben namelijk

een zeer hoge paracitaire in serie geschakelde inductie en deze voldoen niet voor het onderdrukken van allerlei zeer hardnekkige hoogfrequente stoorpulsen, bijvoorbeeld afkomstig van het inschakelen van koelkasten, diepvriezers en andere automatisch werkende huishoudelijke apparatuur. Gebruik van condensatoren met zeer goede HF-eigenschappen is de enige garantie die men kan inbouwen om te verhinderen dat later, als het systeem afgebouwd en speelklaar is, het geluid wordt ontsierd door zeer storende kraakjes, plofjes en ander niet zo fraais.

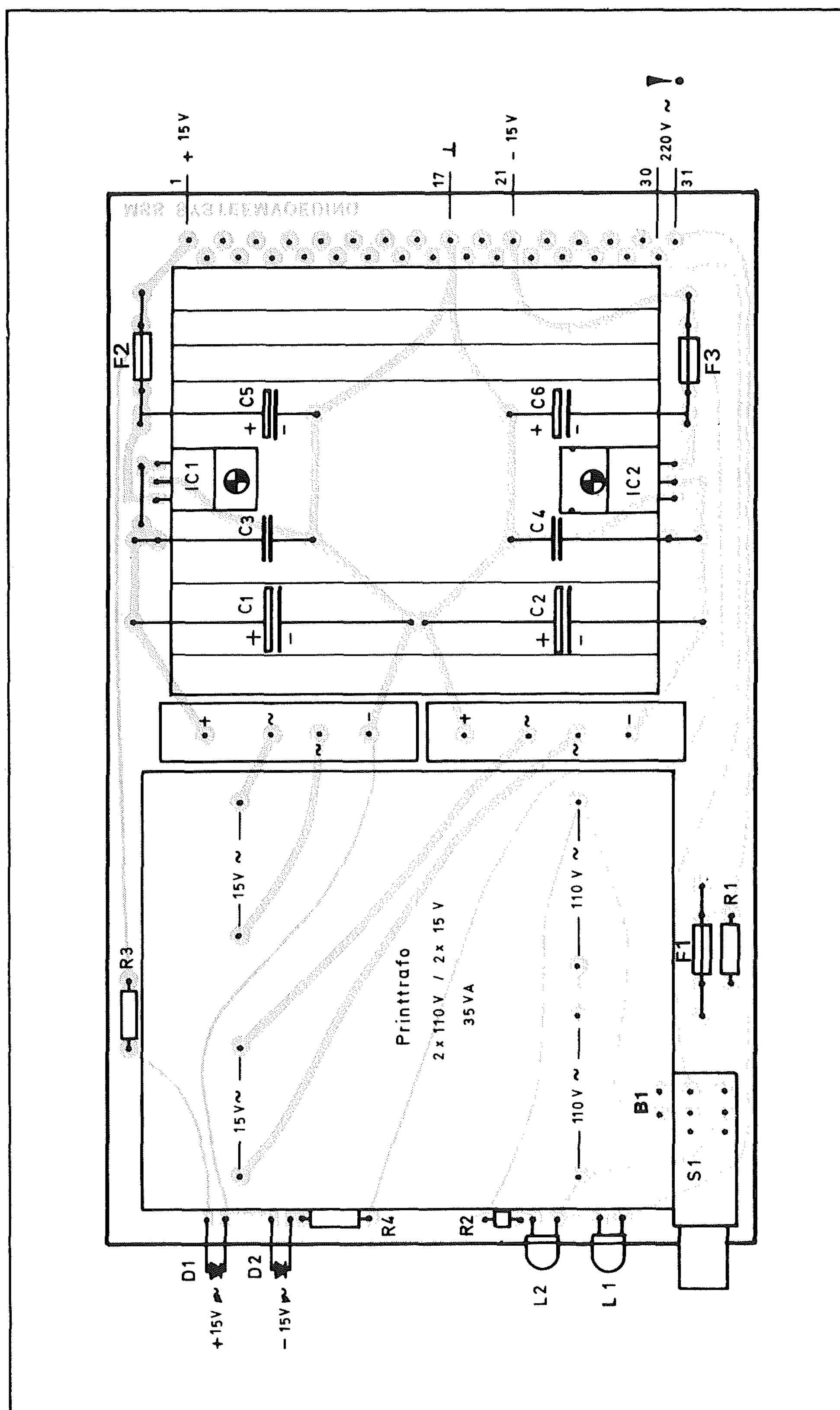
De koelplaat kan, ter optimalisering van de luchtstroom, met behulp van 5 mm lange afstandsbusjes op de print bevestigd worden. Omdat de massa bij de negatieve stabilisator niet met het metalen lichaam van het IC verbonden is, kan men niet beide stabilisatoren zonder isolerende maatregelen op één koelplaat monteren. Het is aan te raden de positieve regelaar rechtstreeks op het blik te schroeven, zodat het koellichaam met de massa wordt verbonden en de negatieve stabilisator geïsoleerd te monteren.

Om een duidelijk onderscheid te maken tussen de modulen die rechtstreeks met het net verbonden zijn en de overige wordt de voedingsprint niet voorzien van een connector volgens de DIN 41612 norm, maar volgens de DIN 41617 norm. Op deze manier is het absoluut uitgesloten dat men per vergissing bijvoorbeeld een voice-kaart op de plaats van de voeding in het rek zou opnemen. Bij gebruik van hetzelf-



Figuur 4/2.3.2-1: Het schema van de + 15 V voeding

2.3 Het MSS-synthesizer systeem



Figuur 4/2.3.2-3: Onderdelen plattegrond

de soort connectoren zou dit tot levensgevaarlijke situaties kunnen voeren! Hoewel het gebruik van twee verschillende soorten connectoren in één en hetzelfde systeem natuurlijk afbreuk doet aan de mogelijkheid om gebruik te maken van kant en klaar in de handel zijnde bus-prints raden wij iedere nabouwer toch aan zich hieraan te houden. Met veiligheid valt niet te spotten!
In dit kader is het ook zeer belangrijk de voedingsprint niet "naakt" in het rek te monteren, maar ingebouwd in een of andere behuizing.

Onderdelenlijst

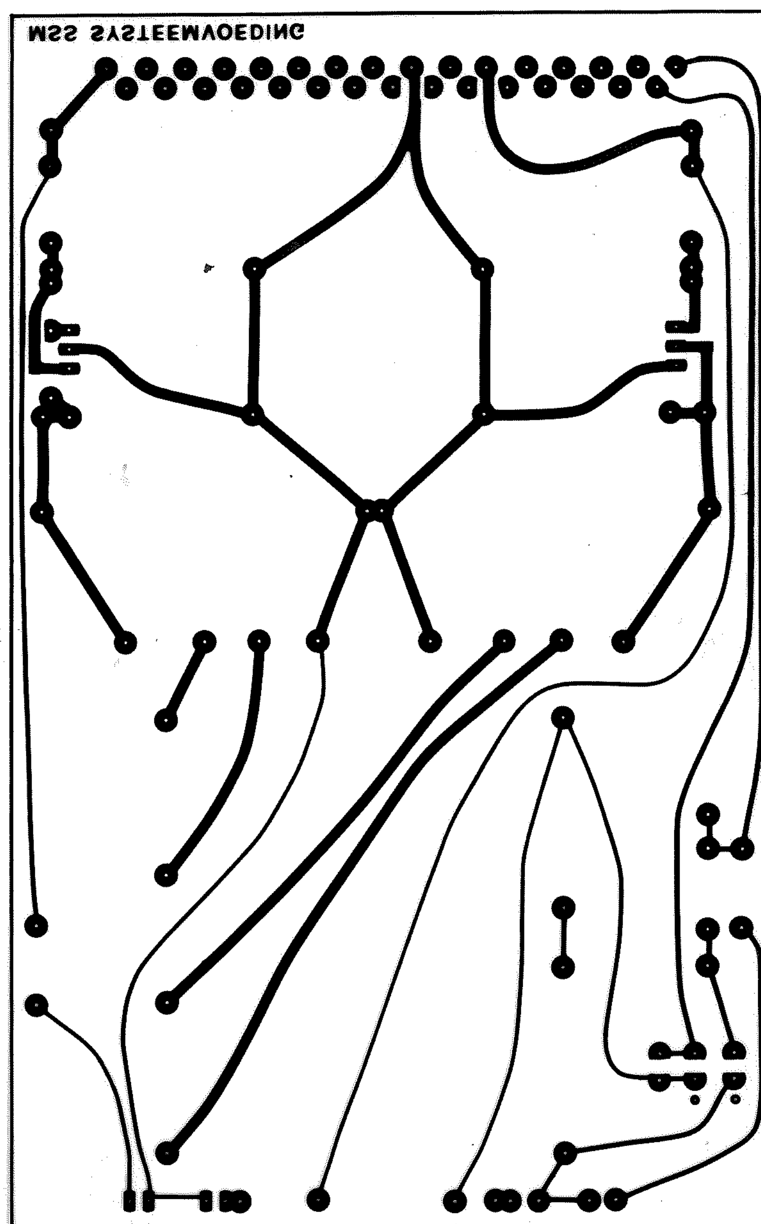
Weerstanden, 1/4 W
R 1 = 680 kΩ
R 2 = 680 kΩ
R 3 = 1,8 kΩ
R 4 = 1,8 kΩ

Condensatoren
C 1 = 2200 μF, 63 V elco
C 2 = 2200 μF, 63 V elco
C 3 = 1 μF, folie-condensator
C 4 = 1 μF, folie-condensator
C 5 = 100 μF, 25 V elco
C 6 = 100 μF, 25 V elco

Halfgeleiders
D 1 = B 40 / C 1500
D 2 = B 40 / C 1500
D 3 = LED, rood, 5 mm
D 4 = LED, rood, 5 mm

Geïntegreerde schakelingen
IC 1 = 7815 TO-220
IC 2 = 7915 TO-220

Diversen
Tr 1 = 2 x 110 V~ / 2 x 15 V~, 1 A
L 1 = neon-lampje zonder ingebouwde weerstand
L 2 = neon-lampje zonder ingebouwde weerstand
S 1 = drukschakelaar, 2 x OM
F 1 = printzekeringhouder met 0,8 A zekering
F 2 = printzekeringhouder met 1 A zekering
F 3 = printzekeringhouder met 1 A zekering
1 x koelplaat, 65 x 75 mm^2
1 x 31-polige printsteker volgens DIN 41617
1 x isoleer-set voor TO-220
1 x Euro-print met positief gevoelige foto-lak
diverse montage-materialen



Figuur 4/2.3.2-2: Print lay-out op Euro-formaat

4/2.3.3 Een miniatuur voeding voor 100 mA

De in dit hoofdstuk beschreven miniatuur voeding is ontworpen als decentrale voeding voor afzonderlijke synthesizer-bouwstenen. Op deze manier wordt het mogelijk bepaalde delen van het systeem als zelfstandige eenheid buiten de systeem-kast in te zetten. Te denken valt bijvoorbeeld aan toetsenborden, pedalen, stuurknuppels en effect-apparatuur.

Het schema

Het zeer eenvoudige schema van de voeding is getekend in figuur 4/2.3.3-1.

Een zeer kleine print-trafo met slechts één secundaire wikkeling wordt gebruikt voor het door middel van enkelfasige gelijkrichting opwekken van twee ongestabiliseerde gelijkspanningen van ongeveer 19 V. Deze worden gestabiliseerd op +15 en -15 V met behulp van 7815 en 7915 stabilisatoren en... dat is alles!

De bouw

Het printje is getekend in figuur 4/2.3.3-2, de onderdelen worden naar hun plaats verwezen door figuur 4/2.3.3-3.

Onderdelenlijst

Condensatoren

C 1 = 470 µF, 45 V elco
C 2 = 470 µF, 45 V elco
C 3 = 100 nF, MKH
C 4 = 100 nF, MKH
C 5 = 220 nF, MKH

Halfgeleiders

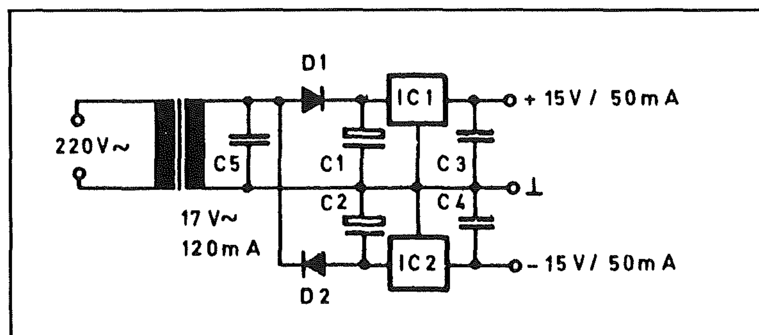
D 1 = 1 N 4004
D 2 = 1 N 4004

Geïntegreerde schakelingen

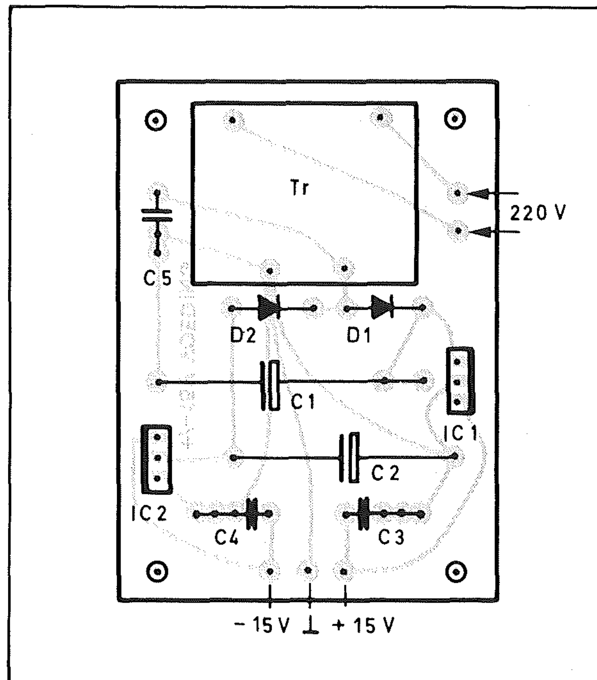
IC 1 = 7815 TO-220
IC 2 = 7915 TO-220

Diversen

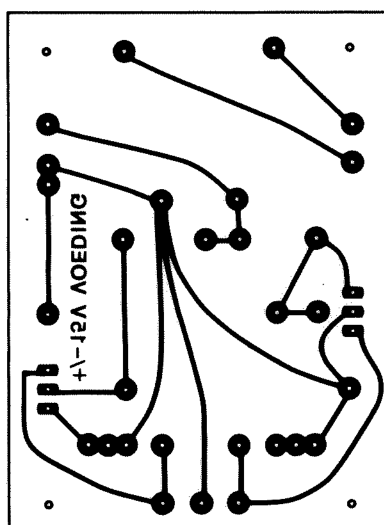
Tr 1 = 17 V~/150 mA print-trafo



Figuur 4/2.3.3-1: Het schema van de gedecentraliseerde voeding



Figuur 4/2.3.3-3: Onderdelen plattegrond



Figuur 4/2.3.3-2: Print-ontwerp

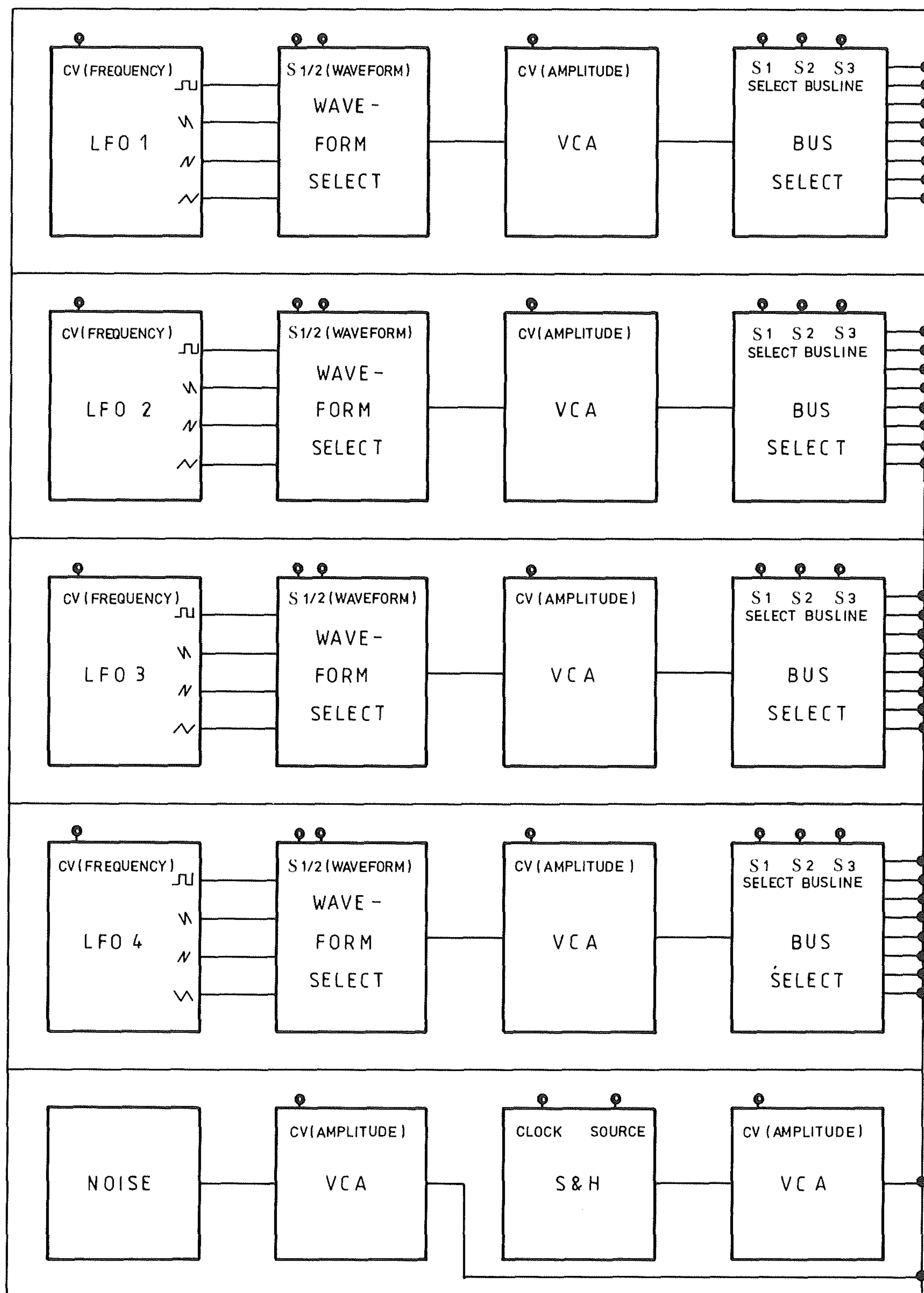
4/2.3.4 Bouwbeschrijving Expander-kaart

De Expander-kaart breidt de muzikale mogelijkheden van het MSS-systeem in niet geringe mate uit. Met deze schakeling is het mogelijk modulatiespanningen aan de Voice-kaart toe te voegen en zeer speciale effecten op te wekken door het toepassen van de op deze kaart aanwezige analoge ruis-generator. Bovendien is een eenvoudige sample and hold (S&H) aanwezig, waarmee men door het toeval bepaalde spanningen kan genereren.

Blokschema
Het blokschema van de Expander-kaart is getekend in figuur 4/2.3.4-1. Men herkent de zes basis-delen van de schakeling:
- 4 identieke modulatie-oscillatoren (LFO);
- 1 analoge ruis-generator (Noise);
- 1 sample and hold eenheid (S&H).

Zoals reeds gezegd zijn de vier LFO's volledig identiek samengesteld en wat meer is, deze schakelingen werken volledig onafhankelijk van elkaar. Van iedere schakeling kan men de golfvorm, frequentie, de amplitude en de bus-leiding waarop de uitgang wordt aangesloten door middel van stuurspanningen selecteren. Er zijn vier vormen beschikbaar, namelijk driehoek, blok, dalende en stijgende zaagtand. Ieder LFO-signaal kan aan een van acht modulatie-leidingen uit de bus worden aangeboden. Deze leidingen hebben onderstaande functies:
1 - frequentie-modulatie VCO-1;
2 - frequentie-modulatie VCO-2;
3 - pulsbreedte-modulatie VCO-1;
4 - pulsbreedte-modulatie VCO-2;
5 - filter-modulatie VCF;
6 - amplitude-modulatie VCA;
7 - zelf te bepalen;
8 - zelf te bepalen.
Onder "zelf te bepalen" wordt bijvoorbeeld verstaan het moduleren van de Q-factor van de filters of het beïnvloeden van de vorm van de omhullende. Het zal logisch klinken dat de symbolen VCO, VCF en VCA betrekking hebben op de schakelingen in de in hoofdstuk 4/2.3.1 beschreven Voice-kaart!

Het frequentie-bereik van de LFO's van de Expander gaat van ongeveer 0,05 Hz tot ver in het audio-gebied. Dit laatste is interessant als men bijvoorbeeld wil experimenteren met ringmodulatie of FM-synthese! Men kan echter ook meervoudige modulatie toepassen zoals het tezelfdertijd moduleren van een VCF met trage en snelle modulatie-signalen. Men heeft



Figuur 4/2.3.4-1: Blokschema van de Expander-kaart.

immers vier generatoren ter beschikking!
Het is zelfs mogelijk meer dan de vier aanwezige modulatie-generatoren toe te passen. Men moet dan een tweede Expander-kaart bouwen en deze parallel schakelen aan de reeds bestaande.

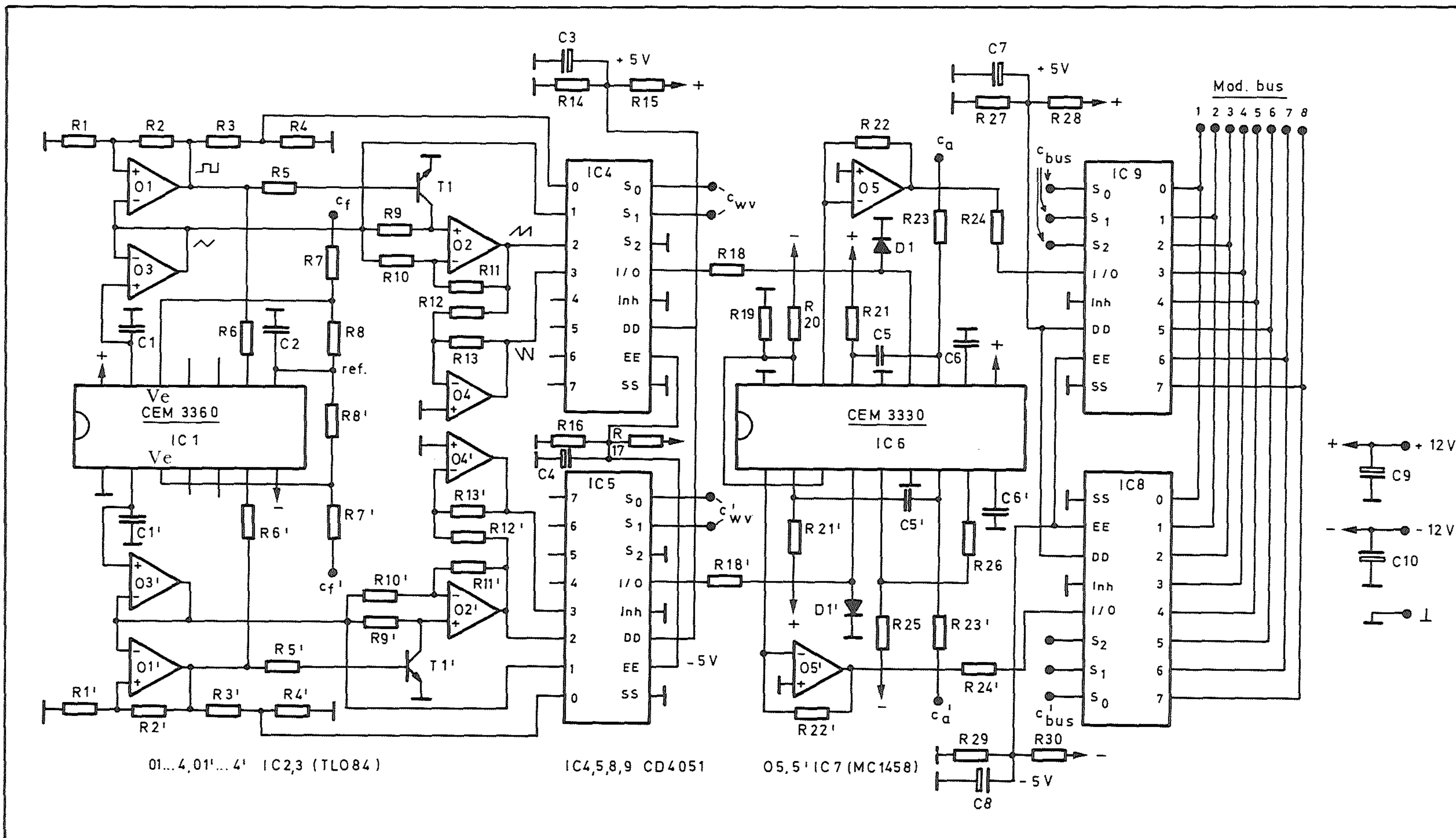
Een (niet op de print aanwezige) kleine uitbreidingsschakeling zorgt voor een vertraagde LFO-werking (delay). Met de S&H-schakeling kan men al dan niet toevallige spanningen genereren. In principe komt het er op neer dat de op de source-ingang aanwezige spanning bij de positieve flank van de clock-spanning wordt opgeslagen in een condensator. Deze spanning blijft constant tot er een nieuwe positieve flank op de clock-ingang verschijnt. Wordt de source-ingang met de uitgang van de ruis-generator verbonden, dan zal op de uitgang van de S&H-eenheid een opeenvolging van volledig willekeurige spanningswaarden ontstaan. Gebruikt men echter de uitgang van een van de LFO-generatoren als ingang voor de S&H, dan verschijnt op de uitgang van deze eenheid een trapvormige stijgende of dalende spanning. De clock kan afkomstig zijn van een van de als rechthoekgenerator geschakelde LFO's of van een extern signaal. Op deze manier is het bijvoorbeeld mogelijk de schakeling te synchroniseren met de werking van een elektronisch slagwerk of een sequencer. De amplitude van de S&H-uitgang is regelbaar door middel van een gelijkspanning. Deze techniek wordt overwegend toegepast voor het moduleren van filters.

De ruisgenerator werkt analoog en wekt een in amplitude regelbaar wit ruis-signaal op. Men kan deze bron gebruiken voor het sturen van de S&H of de ruis-uitgang mengen met een van de Voice-stemmen.

Alle in figuur 4/2.3.4-1 met een cirkeltje gemerkte in- en uitgangen staan ter beschikking op een 96-polige connector.
Uitzonderingen: de source- en clockingangen van de S&H. De acht modulatie-leidingen van de vier LFO's zijn met elkaar doorverbonden. De 96-polige connector is compatibel met de connector van de Voice-kaart, men kan dus gebruik maken van een gestandaardiseerde bus-print.

De nodige stuurspanningen zijn gestandaardiseerd op een regelbereik van 0 tot +5 V en kunnen zowel met een potentiometer-schakeling als met een geheugenkaart worden opgewekt. De Expanderkaart wordt gevoed uit ±12 V en verbruikt ongeveer 120 mA.

De schakeling van de modulatie-oscillatoren (LFO's)
Het schema van twee LFO's is getekend in figuur 4/2.3.4-2. Hoewel beide schakelingen identiek zijn is het noodzakelijk ze per paar te behandelen, omdat van enige gemeenschappelijke IC's gebruik wordt gemaakt.
Hart van de schakeling is een volgens de klassieke theorie samengestelde functie-generator: een in IC1 verborgen integrator en een rond operationele versterker O1 gevormde Schmitt-trigger. Deze laatste schakeling reageert op spanningen die groter wor-



Figuur 4/2.3.4-2: Schakelschema van twee identieke LFO-oscillatoren.

den dan +5 of kleiner worden dan -5 V. De uitgangssignalen verlopen dus symmetrisch ten opzichte van de massa. De uitgangsspanning van de Schmitt-trigger wordt via weerstand R6 aangeboden aan de ingang van de in de CEM 3360 aanwezige OTA. Een OTA levert een uitgangsstroom, waarvan de grootte een functie is van de ingangsstroom en van de stuurspanning V_e. Het eerste verband is lineair, het twee logaritmisch. Deze uitgangsstroom zal de op de uitgang van de OTA aangesloten condensator C1 op- of ontladen, afhankelijk van de richting waarin de stroom vloeit. Over C1 ontstaat dus een lineair dalende of lineair stijgende spanning en deze driehoek wordt gebufferd met behulp van de operationele versterker O3. Deze buffer is noodzakelijk om de condensator niet te belasten en de lineariteit van de driehoek zo min mogelijk aan te tasten. Het omschakelen van de polariteit van de stroom wordt verzorgd door de uitgangsspanning van de Schmitt-trigger.
De driehoek staat met een zeer kleine uitgangsimpedantie op de uitgang van O3 ter beschikking. De uitgang van de Schmitt-trigger, een blok, wordt door de resistieve spanningsdeler R3-R4 verzwakt tot een top-tot-top waarde van 10 V.
De grootte van de uitgangsstroom vande OTA (deze bepaalt uiteraard de frequentie van de driehoek en dus ook van de blok) wordt bepaald door de grootte van de stuurspanning V_e. Zoals reeds gezegd is het verband logaritmisch en omdat V_e maximaal 300 mV groot mag zijn wordt het gestandaardiseerde ingangssignaal (0 tot +5 V) op ingang C_f resistief verzwakt door middel van de weerstanden R7 en R8.

De zaagtand wordt uit de driehoek en de blok samengesteld door operationele versterker O2. Als de uitgang van O1 positief is (de driehoek stijgt) dan wordt transistor T1 in geleiding gestuurd en werkt O2 als inverterende versterker. De niet-inverterende ingang van de op-amp wordt immers naar de massa geschakeld en de versterking wordt bepaald door de weerstanden R10 en R11. De twee weerstanden zijn identiek, de versterking van de schakeling is dus gelijk aan -1. Als de Schmitt-trigger omschakelt (de driehoek daalt) zal de transistor gaan sperren en de operationele versterker werkt als niet inverterende versterker. De versterking van de trap is dan gelijk aan +1. Door dit automatisch omschakelen van de versterking tussen + en -1 op de toppen van de driehoek ontstaat op de uitgang van de op-amp een zaagtand met amplitude gelijk aan deze van de driehoek, maar met de dubbele frequentie. Dit signaal wordt door de operationele versterker O4 geïnverteerd, zodat zowel stijgende als dalende zaagtanden ter beschikking staan.

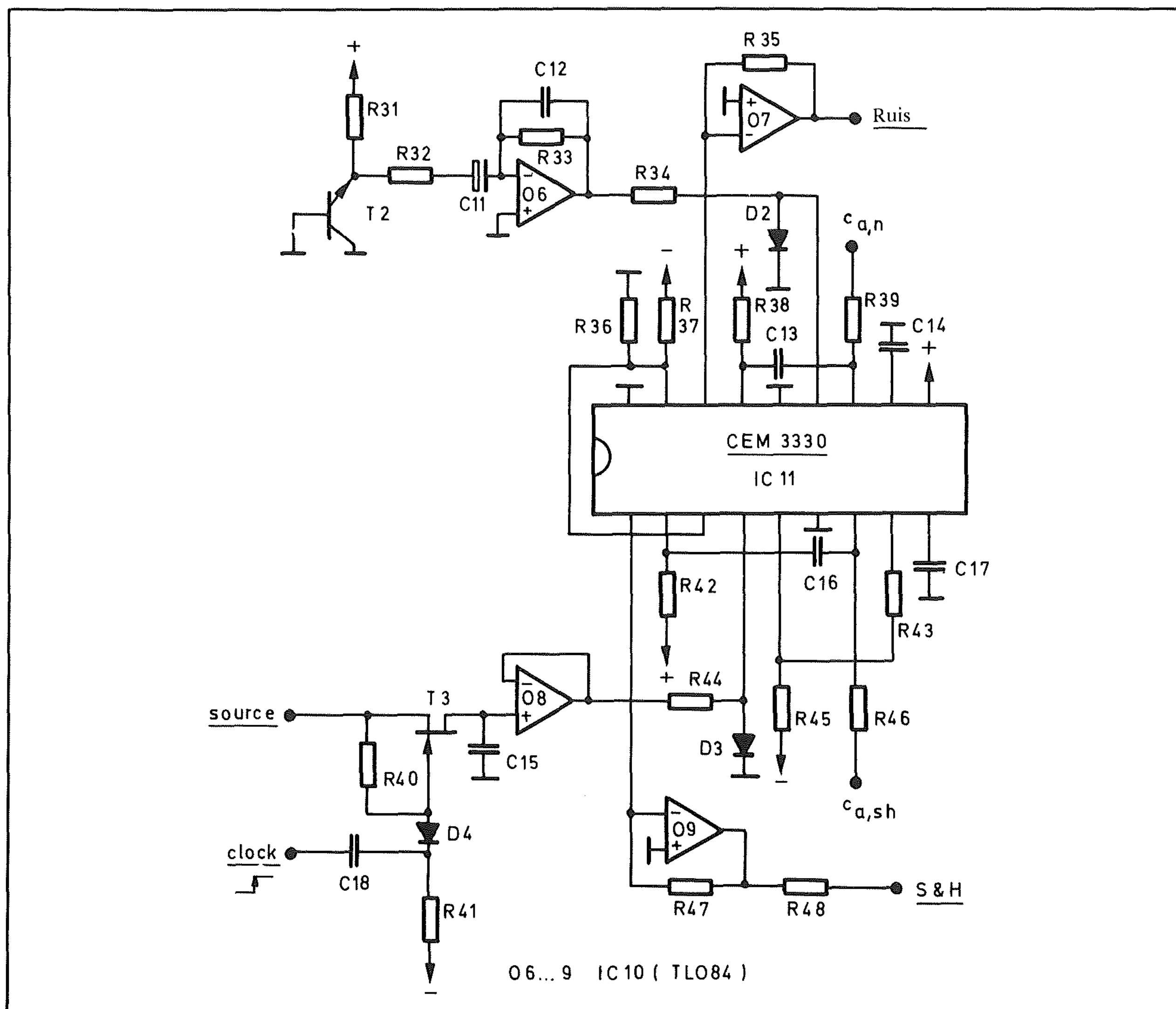
De vier beschikbare modulatie-signalen worden aangeboden aan de vier eerste ingangen van een acht kanaals analoge multiplexer van het type CD 4051. Dit IC is te vergelijken met een draaischakelaar met acht standen en één moederkontact. De stand waarin de schakelaar zich bevindt is afhankelijk van de binaire combinatie op de

drie stuur-ingangen S_0, S_1 en S_2. Omdat er bij deze toepassing slechts vier ingangen gebruikt worden ligt S_2 aan de massa en bepaalt de binaire combinatie op de twee stuur-ingangen $C_{w,v}$ welk ingangssignaal op de gemeenschappelijke uitgang I/O verschijnt.
Er doet zich bij deze schakeling echter een klein probleem voor. De te schakelen spanningen zijn symmetrisch ten opzichte van de massa en variëren tussen + en -5 V. Het IC heeft drie voedingsaansluitingen V_{DD}, V_{EE} en V_{SS}. De spanning tussen V_{DD} en V_{SS} bepaalt de niveaus waaraan de stuurspanningen op de S-ingangen moeten voldoen. V_{SS} ligt aan de massa, V_{DD} wordt door middel van de spanningsdeler R14-R15 aangesloten op de +12 V voedingsspanning. Deze deler is zo berekent dat het IC met +5 V wordt gevoed. De binaire signalen op S_1 en S_0 moeten dus schakelen tussen de massa en +5 V. De derde voedingsaansluiting, V_{EE}, bepaalt de maximale negatieve spanning die de schakelaars kunnen verwerken. Deze ingang wordt aangesloten op een spanningsdeler R16-R17, aangesloten tussen massa en de -12 V. Op het knooppunt staat een spanning van -5 V. De "digitale" voeding van het IC wordt dus verzorgd door +5 V en 0 V, de "analoge" voeding door +5 V en -5 V.
Hetzelfde verhaal gaat op voor de multiplexer van het tweede kanaal, IC5 en voor de twee multiplexers IC8 en IC9, die de bus-leidingen selecteren.
De uitgangsspanning van de multiplexer wordt via weerstand R18 aangeboden aan de ingang van de spanningsgestuurde versterker IC6. Met deze schakeling kan men de amplitude van de modulatie-signalen instellen met een stuurspanning tussen 0 en +5 V. Deze spanning wordt aangeboden aan de ingang C_a, de waarde van deze weerstand is berekend voor de gestandaardiseerde maximale waarde van +5 V.
Wenst men andere stuurspanningen te gebruiken, dan moet men de waarde van deze weerstand aanpassen. Het verband tussen de grootte van deze stuurspanning en de versterking van de schakeling is lineair. De uitgang van de VCA wordt gebufferd met een operationele versterker O5 en via weerstand R24 aangeboden aan de ingang van de achtkanaals multiplexer IC9. Deze schakeling werkt identiek als de reeds behandelde ingangs-multiplexer IC4. Maar omdat nu alle acht kanalen worden gebruikt kan men S_2 natuurlijk niet aan de massa leggen, maar opnemen in de binaire code die bepaalt met welke uitgang de gemeenschappelijke ingang I/O wordt verbonden. De drie binaire stuursignalen worden aangesloten op de ingangen C_{bus}. De modulatie-leidingen van de bus worden rechtstreeks verbonden met de opamp ingangen van de oscillatoren, filters en VCA's van de Voice-kaart. Dit systeem heeft zijn voor- en nadelen. Nadeel is dat de corresponderende weerstanden op de Voice-kaarten door draadbruggetjes moeten worden vervangen. Voordeel is dat men de modulatie-leidingen van de bus als menglijnen kan gebruiken (door de inverterende mengversterkers op de Voicekaarten liggen deze lijnen immers virtueel op massa-potentiaal) en er, naast de modulatie-spanningen van de Ex-

pander ook andere signalen kan op aansluiten. Te denken valt aan signalen afkomstig van sequencers, stuurknuppels, etc.
Een voorbeeld ter verduidelijking. Pen 4c van de connector is verbonden met de I/O-1 modulatie-leiding van de Expander en met de CV-4 aansluiting van de tweede VCO op de Voice-kaart. Men moet dan weerstand R14d op de Voice-kaart door een draadbrug vervangen. Men krijgt dan rechtstreeks toegang tot de inverterende ingang van de ingangsschakeling in de CEM 3340 (IC2 in de Voice-schakeling). Als men de code op de C_{bus}-ingangen van de eerste LFO zo instelt dat de uitgang van operationele versterker O5 met deze leiding wordt doorverbonden, bepaalt de waarde van weerstand R24 het "gewicht" dat aan de modulatiespanning kan worden toegekend. Men kan nu andere modulatie-spanningen, ieder met een eigen "gewichts"-weerstand, op deze bus-leiding aansluiten.
De onderlinge verhouding van de "gewichts"-weerstanden bepaalt de onderlinge verhouding tussen de invloeden die alle signalen op de frequentie van het signaal van VCO-2 op de Voicekaart hebben.

De ruis-generator
Het schema van de ruis-generator is getekend in figuur 4/2.3.4-3. Als ruisbron wordt een in sper geschakelde silicium-transistor T2 gebruikt. De zeer geringe ruis-spanning wordt versterkt met behulp van operationele versterker O6. Omdat de ruis van een transistor in hoge mate afhankelijk is van de fysische karakteristieken van het onderdeel en van exemplaar tot exemplaar behoorlijk kan variëren zal men in de meeste gevallen de waarde van de weerstand R33 (deze bepaalt de versterking van de op-amp) experimenteel moeten bepalen. Men moet een ruisspanning van minstens 5 V top-tot-top op de uitgang van de opamp meten. Dit versterkte ruis-signaal doorloopt een VCA, volledig identiek aan de VCA-schakeling in het LFO-deel van de kaart. De uitgangs-amplitude van de ruis wordt bepaald door het signaal op de $C_{a,n}$-ingang. De uitgang van de ruis-VCA wordt met een Voice-kaart compatibele pen van de connector verbonden, namelijk met de Audio-extern ingang van de Voicekaart. Ook hier ontbreekt de bufferversterker O7 niet!

De sample and hold schakeling
Deze eenvoudige schakeling is getekend in de onderste helft van figuur 4/2.3.4-3 en is opgebouwd uit een FET, een condensator, een buffer en de onvermijdelijke VCA.
De werking van de schakeling is als volgt.
De FET T3 wordt als analoge schakelaar gebruikt. In rust is de gate van dit onderdeel via weerstand R41 verbonden met de negatieve voedingsspanning. De FET spert, de verbinding tussen ingang (source) en S&H-condensator C15 is verbroken. Wordt op de clock-ingang een positieve flank aangeboden, dan zal deze spanningssprong via de condensator C18 en de diode D4 kortstondig doorgekoppeld worden met de gate van de FET. De transistor gaat even geleiden en de momentele spanning op de source-ingang verschijnt over de condensator



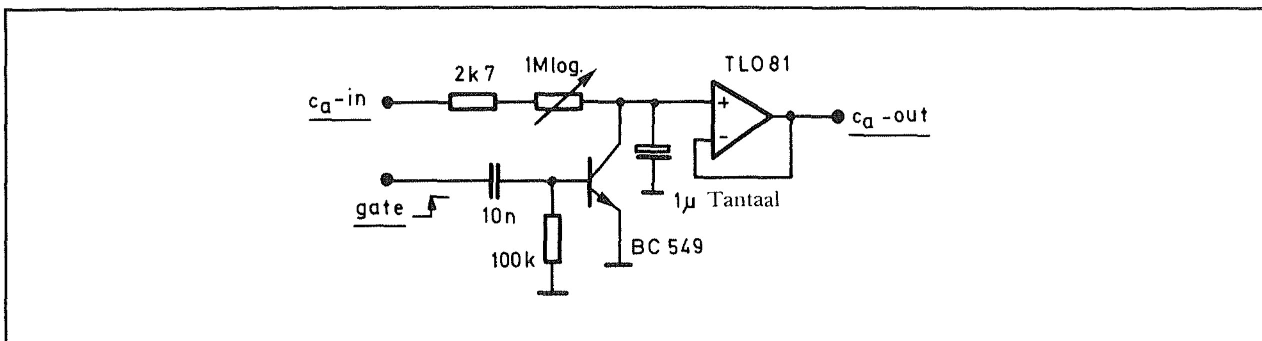
Figuur 4/2.3.4-3: Schema van de ruis-generator en de sample and hold eenheid.

C15. Na de sample-tijd gaat de FET sperren. De condensator is nu zowel links als rechts afgesloten met een hoge impedantie: de sperrende FET en de als buffer geschakelde operationele versterker O8. De spanning blijft dus over de condensator staan totdat een nieuwe positieve flank op de clock de FET weer even open stuurt en de condensator de nieuwe waarde van de source-spanning overneemt.

Als clock kan men ieder blokvormig signaal met een amplitude van minstens 5 V gebruiken. Men kan bijvoorbeeld de rechthoek-uitgang van een van de op de kaart aanwezige LFO's voor dit doel gebruiken. De source-ingang kan rechtstreeks verbonden worden met de uitgang van de ruis-generator (uitgang van O6) of met de driehoek of zaagtand van een tweede LFO. De gebufferde condensator-spanning wordt aangeboden aan de ingang van de tweede in de CEM 3330 verblijven-

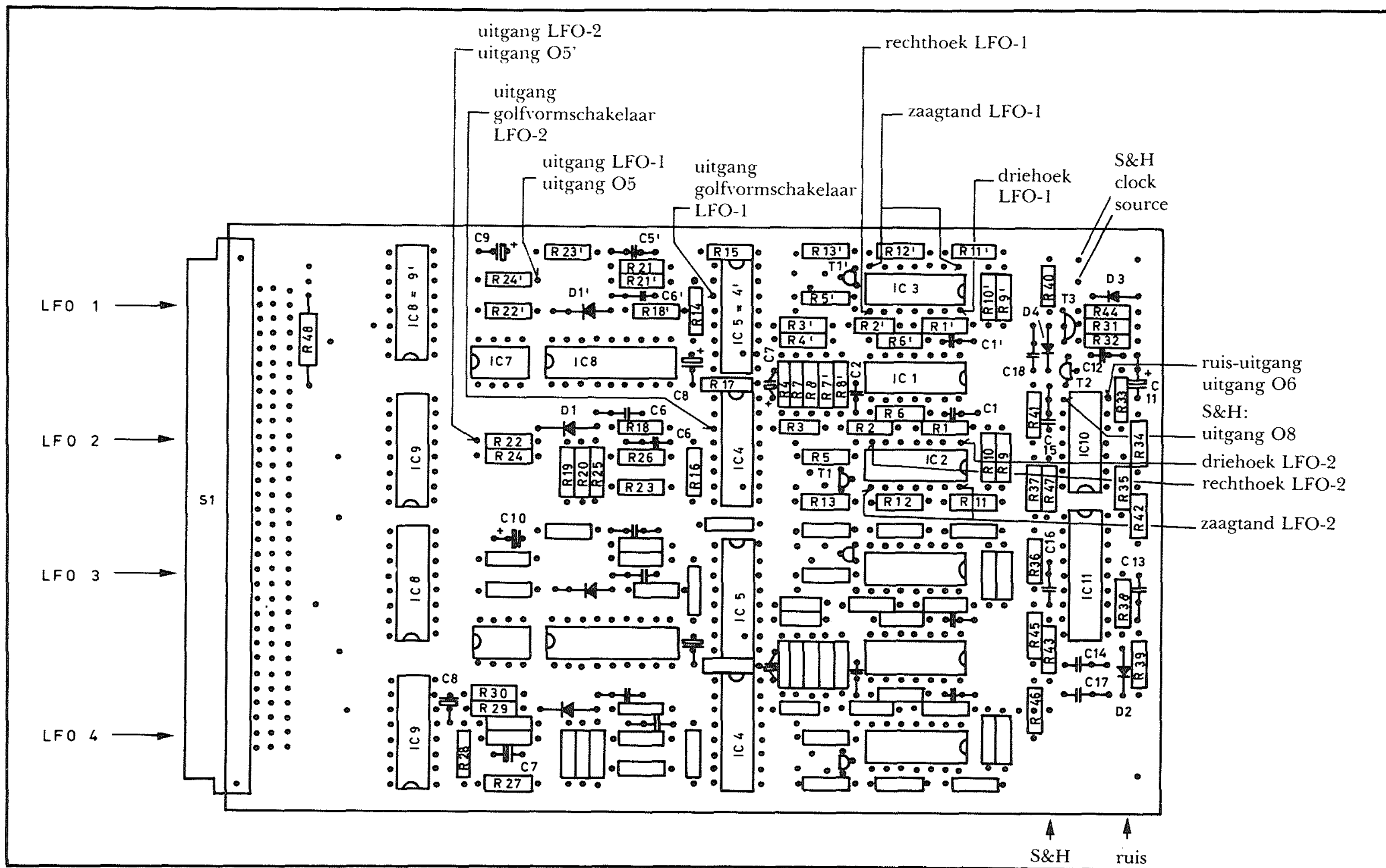
de VCA en wordt nadien via weerstand R48 aangeboden aan de filter-modulatie leiding van de bus. S&H-toepassingen hebben immers vrijwel steeds betrekking op het experimenteren met filter-schakelingen.

Een vertragings-schakeling
Door middel van een kleine extra schakeling kan men de werking van de LFO vertragen. Het schema is getekend in figuur 4/2.3.4-4.
De schakeling wordt in de LFO amplitude besturings-leiding opgenomen en bestaat in wezen uit niets meer dan een passief RC-netwerkje, afgesloten met een buffer en bestuurbaar door een positieve flank.
De tantaal-condensator van 1 μF wordt opgeladen tot de top-waarde van de amplitude stuurspanning (C_a-in) via de potentiometer van 1 MΩ. De snelheid van dit laad-proces is uiteraard afhankelijk van de instelling van de potentiometer. Door het aanleggen van een positieve flank op de gate-ingang zal de transistor even in geleiding gestuurd worden, waardoor de condensator wordt ontladen. De spanning over de condensator wordt gebufferd door de operationele versterker en middels de $C_{a\text{-uit}}$ leiding met de C_a-ingang van de Expander verbonden. In principe kan men iedere LFO met een identieke vertragings-schakeling uitrusten, maar in de praktijk zal het meestal volstaan slechts een of twee oscillatoren te vertragen.



Figuur 4/2.3.4-4: Schema van de vertragings-schakeling.

De bouw van de Expander
De elektronica is ondergebracht op een dubbelzijdige doorgemetaliseerde print, die ook nu zo complex is en zo dunne spoortjes bevat dat eigen vervaardiging uitgesloten is. De print is echter te koop bij de uitgever.
De componenten-opstelling is getekend in figuur 4/2.3.4-5. In deze figuur zijn alleen de onderdelen van twee schakelingen benoemd, maar omdat de print symmetrisch is opgebouwd zal niemand problemen hebben met de bestukking van de twee overige schakelingen. De weerstanden R27 tot en met R30 die de gereduceerde voedingsspanningen van de eind-multiplexers uit de ±12 V afleiden zijn slechts één maal aanwezig en voeden de vier IC's. Alvorens men de onderdelen in de print soldeert moet men de print eerst zorgvuldig controleren op



Figuur 4/2.3.4-5: Componentenopstelling. Van de vier identieke schakelingen zijn er slechts twee benoemd. De plaats van de onderdelen van de twee overige schakelingen is identiek.

kortsluitingen, slechte doormetaliseringen en onderbrekingen. Gebruik een soldeerbout met een zeer spitse punt en snelvloeiende soldeer, zoals Fluitin SN60. Behandel de C-MOS IC's (IC4, 5, 8 en 9) met de nodige voorzichtigheid!
De waarde van C1 (tussen 10 nF en 0,1 μF) bepaalt het frequentiebereik van de LFO's. Hoe kleiner de condensator, hoe hoger de frequentie. Voor zuiver LF-bedrijf kan men de waarde zelfs tot 1 nF verkleinen.
Nadat alle onderdelen in de volgorde:
- weerstanden;
- dioden;
- IC-voetjes;
- condensatoren;
- transistoren;
- connector

zijn gesoldeerd wordt de print met de voedingsspanningen verbonden en meet men of deze spanningen (en de afgeleide ±5 V) op alle punten aanwezig zijn. Nadien schakelt men de voeding uit en steekt met de IC's in de voetjes.

Testen van de Expander-kaart

De schakeling is samengesteld uit enige zeer logische blokken en het is dus niet moeilijk de goede werking van de volledige schakeling blok na blok na te gaan.

- Controleer of alle LFO's oscilleren door de uitgangsspanningen op de uitgangen van de op-amp's O1 en O3 te meten.
- Varieer de C_f stuurspanningen en controleer of de frequentie van de schakelingen hierop reageert.
- Meet de zaagtandspanningen op de uitgangen van O2 en O4.
- Controleer of de vier signaalvormen aanwezig zijn op de vier ingangen van de multiplexer.
- Zet de vier mogelijke binaire combinaties op $C_{w,v}$ en controleer of telkens de juiste vorm op de gemeenschappelijke I/O verschijnt.
- Controleer of de VCA van de LFO's werkt door de uitgangsspanning van op-amp O5 te meten bij variërende spanning op C_a.
- Zet de acht mogelijke binaire codes op de C_{bus}-ingangen en ga na of het uitgangssignaal steeds op een andere bus-modulatie leiding verschijnt. Bij deze test is het aan te bevelen de multiplexers van de overige schakelingen uit de voetjes te verwijderen!
- Meet de uitgangsspanning van de ruis-generator (uitgang O6) en pas desgewenst de waarde van weerstand R33 aan tot de top-tot-top waarde van de ruis gelijk is aan 5 V.
- Controleer de werking van de VCA door op $C_{a,n}$ een stuursignaal aan te leggen en de uitgang van de schakeling op O7 op de scoop te observeren.
- Verbind de uitgang van de ruis-generator (uitgang O6) met de source-ingang van de S&H en het rechthoekvormige signaal van een van de geteste LFO's met de clock-ingang van de S&H.
- Meet met de scoop de spanning op de uitgang van operationele versterker O8 en observeer de willekeurige, maar trapvormige spanning. Een en ander wil zeggen dat op de uitgang duidelijk horizontaal verlopende trapjes zichtbaar moeten zijn, maar

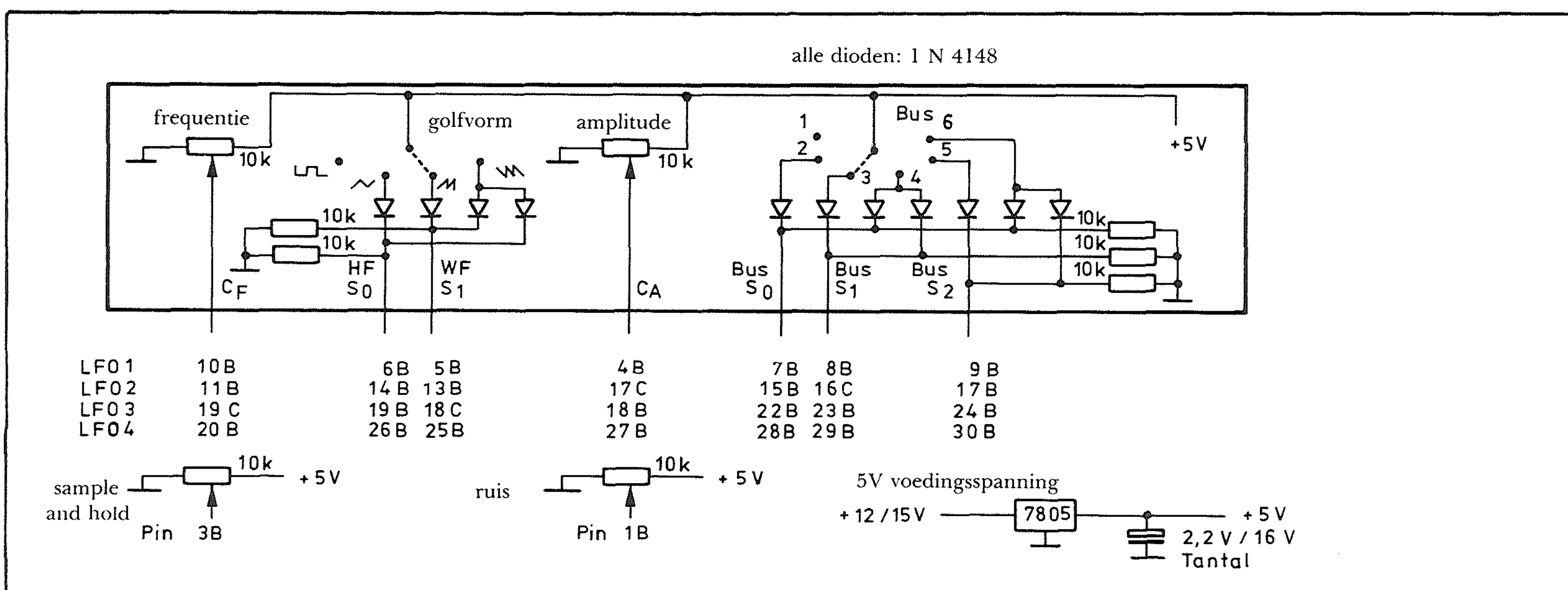
dat de grootte van deze trapjes volstrekt willekeurig is.
- Varieer de frequentie van de LFO en controleer of de uitgang van de S&H hierop reageert.
- Controleer tot slot de werking van de S&H-VCA op de gebruikelijke manier.

De Expander-kaart werkt en kan nu opgenomen worden in het synthesizer-systeem en verbonden met de Voice-kaart(en) en besturingsschakelingen.

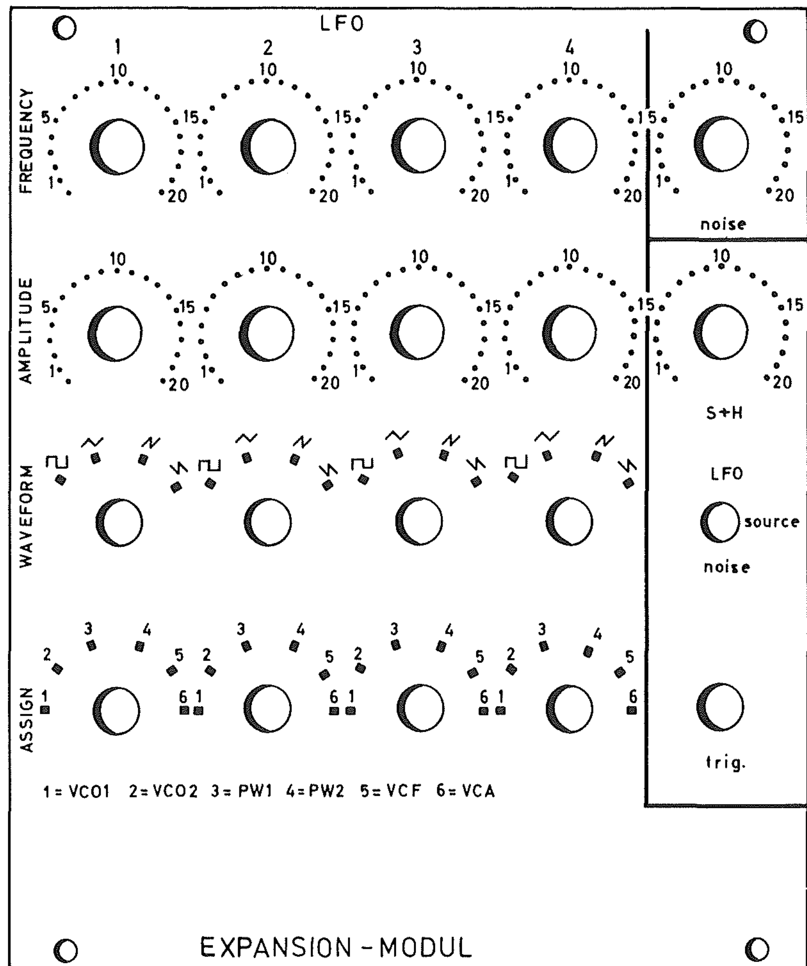
Het besturen van de Expander-kaart, handbediening

De noodzakelijke analoge stuurspanningen (0 tot +5 V) kunnen ofwel met de hand worden ingesteld met behulp van potentiometers ofwel afkomstig zijn van een analoge geheugen-kaart.
Het is natuurlijk ook mogelijk andere bereiken voor de stuurspanningen te gebruiken, men moet dan de weerstanden in de CV-ingangen verhogen of verlagen.
Het is mogelijk het frequentie-bereik van de LFO's aanzienlijk uit te breiden door bij de stuurspanning een kleine negatieve spanning op te tellen. In de praktijk kan men dit bereiken door tussen de sommeerpunten voor de frequentie-instelling (pennen 3 en 12 van de CEM 3360) en de -12 V voeding weerstanden van 180 à 470 kΩ op te nemen.
De digitale codeerspanningen (S_0, S_1, S_2) kunnen door middel van enkelvoudige schakelaars of speciale codeer-schakelaars worden opgewekt. Het is natuurlijk ook mogelijk hiervoor gebruik te maken van een geheugen-kaart.

Figuur 4/2.3.4-6 geeft een voorbeeld van een manuele instelling van alle noodzakelijke analoge en digitale stuursignalen. De +12 V wordt met behulp van een 7805 op +5 V gestabiliseerd. Deze spanning voedt rechtstreeks alle 10 kΩ potentiometers voor het genereren van de analoge spanningen. De S-signalen worden opgewekt met behulp van enkelvoudige draaischakelaars en diode-matrixen, die voor iedere stand van de schakelaars de juiste S-signalen met de +5 V verbinden. De weerstanden van 10 kΩ houden de S-ingangen die niet via een diode met de +5 V verbonden zijn, op massa-potentiaal.
Figuur 4/2.3.4-7 geeft een ontwerpje (verkleind) van het frontplaatje waarmee alle functies met de hand instelbaar zijn.



Figuur 4/2.3.4-6: Het opwekken van de analoge en digitale stuurspanningen met behulp van potentiometers en schakelaars.



Figuur 4/2.3.4-7: Mogelijke lay-out van het bedieningspaneel.

Het verbinden van de Expander met een Voice-kaart

De acht busleidingen met de modulatie-signalen worden verbonden met de modulatie-ingangen van de Voice-kaart. Men kan hiervoor zoals reeds gezegd, een gestandaardiseerde busprint gebruiken. Het is natuurlijk ook mogelijk deze verbindingen met korte draadjes uit de voeren.
In principe werken de modulatie-ingangen volgens het systeem van de stroom-sturing. Als men de weerstanden op de Voice-kaart door draadbruggen vervangt zal iedere bus-leiding virtueel op massa-potentiaal liggen en is het de stroom die door de modulatie-weerstand op de Expander in de bus-leiding wordt gestuurd die de invloed van de modulatie op het te moduleren effect bepaalt. Voordeel is dat de modulatie-leidingen als menglijnen te beschouwen zijn en in principe kan men zoveel weerstanden op zo'n lijn aansluiten als men wil. De onderlinge verhouding van de weerstanden bepaalt de invloed van de op de weerstand aangesloten spanning in het totale modulatie-gebeuren.
Het is aan te bevelen de modulatie-weerstanden voor de frequentie-ingangen van de VCO's te vergroten tot 470 á 1000 kΩ en de weerstanden voor de VCF-ingangen te verlagen tot ongeveer 47 kΩ. Het menselijke gehoor is namelijk veel gevoeliger voor frequentie-modulatie bij VCO dan voor frequentie-modulatie bij de filters! Natuurlijk speelt de persoonlijke smaak hierbij een grote rol maar, zoals reeds gezegd, men kan binnen brede marges experimenten met de waarde van deze weerstanden.

De ruis-uitgang van de Expander levert een signaal dat symmetrisch is ten opzichte van de massa. De elektronische schakelaar die op de Voice-kaart de externe audio-ingang in- of uitschakelt kan echter slechts positieve signalen verwerken. Het is dus noodzakelijk het ruis-signaal te superponeren op een positieve gelijkspanning. Dit gaat het gemakkelijkst door tussen de +12 V en pen 13 van de CEM 3330 een weerstand van 180 kΩ op te nemen. Hierdoor zal er een positieve spanning opgeteld worden bij het ingangssignaal van de VCA en kan de uitgang van operationele versterker O7 niet negatief worden.

Het aansturen van de Expander-kaart met de computer-interface

De stuurspanningen voor het besturen van de Expander kunnen afkomstig zijn van de later te beschrijven analoge interface. In de meeste gevallen zullen de kanalen 0 tot en met 31 worden gebruikt voor het besturen van de Voice-kaart. Het is dus logisch de Expander aan te sluiten op de kanalen 32 tot en met 63. Bij het aansturen van de Expander met deze interface moet men rekening houden met enige eigenaardigheden van deze kaart. De meeste zijn reeds besproken in het hoofdstuk van de Voice-kaart. Een korte samenvatting.

1 - Volle schaal decimaal 255 → 5,3125 V. Men kan de interface-uitgangen rechtstreeks met de ingangen van de Expander verbinden. Alle software-matig gegenereerde spanningen liggen immers in het gestandaardiseerde bereik van de Expander.

2 - Volle schaal decimaal 255 → 10,625 V. In dit geval zal men de uitgangsspanningen van de interface moeten begrenzen tot maximaal +5 V. Er bestaan twee mogelijkheden.
Mogelijkheid 1: in alle verbindingen tussen de uitgangen van de interface en de ingangen van de Expander worden verzwakkers opgenomen, samengesteld uit twee in serie geschakelde weerstanden van 4,7 kΩ. Een aansluiting ligt aan de massa, de tweede aan de uitgang van de interface en het knooppunt van beide weerstanden gaat naar de ingang van de Expander.
Mogelijkheid 2: bij het schrijven van het programma wordt er voor gezorgd dat de interface-adressen van de kanalen 32 tot en met 63 nooit met meer dan decimaal 128 ge-POKE-ed kunnen worden. Dit komt analoog overeen met de halve volle schaal, dus bij het uitlezen van deze adressen zal de DAC slechts een spanning van maximaal 5,3125 V afleveren.

Tabel 4/2.3.4-1 geeft een voorbeeld van hoe de diverse functies van de Expander aan de beschikbare kanalen van de analoge interface gekoppeld kunnen worden.

Functie	Interface-kanaal	Connector-pen
Frequentie LFO-1	32	10b
Golfvorm-selectie S_0-S_1 LFO-1	33/34	6b/5b
Amplitude LFO-1	35	4b
Bus S_0-S_1-S_2 LFO-1	36/37/38	7b/8b/9b
Frequentie LFO-2	39	11b
Golfvorm-selectie S_0-S_1 LFO-2	40/41	14b/13b
Amplitude LFO-2	42	17c
Bus S_0-S_1-S_2 LFO-2	43/44/45	15b/16c/17b
Frequentie LFO-3	46	19c
Golfvorm-selectie S_0-S_1 LFO-3	47/48	19b/18c
Amplitude LFO-3	49	18b
Bus S_0-S_1-S_2 LFO-3	50/51/52	22b/23b/24b
Frequentie LFO-4	53	20b
Golfvorm-selectie S_0-S_1 LFO-4	54/55	26b/25b
Amplitude LFO-4	56	27b
Bus S_0-S_1-S_2 LFO-4	57/58/59	28b/29b/30b
S&H-amplitude	60	3b
Ruis-amplitude	61	1b

Tabel 4/2.3.4-1: Het koppelen van de diverse functies van de Expander aan de kanalen 32 tot en met 63 van de analoge interface.

Onderdelenlijst

Weerstanden, 1/4 W, 5 %

R 19, R 36	47 Ω
R 25, R 45	680 Ω
R 4, R 14, R 16, R 27, R 29	1 kΩ
R 15, R 17, R 28, R 30	1,2 kΩ
R 3	1,8 kΩ
R 8	2,2 kΩ
R 26, R 32, R43	6,8 kΩ
R 7	27 kΩ
R 1, R 2, R 5, R 9 t.e.m. 13, R 18, R 22, R 23, R 24, R 34, R 35, R 39, R 44, R 46, R 47, R 48	47 kΩ
R 41	100 kΩ
R 21, R 38, R 42	150 kΩ
R 20, R 37	270 kΩ
R 6, R 31, R 33, R 40	1 MΩ

Condensatoren

C 12	33 pF, keramisch
C 5, C 13, C 16	1 nF, MKH
C 2, C 6, C 14, C 15, C 17, C 18	4,7 nF, MKH
C 1	10 nF (zie tekst)
C 3, C 4, C 7, C 8, C 9, C 10, C 11	4,7 μF, tantaal, 16 V

Halfgeleiders

D 1, D 2, D 3, D 4	1 N 4148
T 1, T 2	BC 549
T 3	BF 245

Geïntegreerde schakelingen

IC 1	CEM 3360
IC 2, IC 3, IC 10	TL 084
IC 4, IC 5, IC 8, IC 9	CD 4051 BE
IC 6, IC 11	CEM 3330
IC 7	MC 1458

Diversen

1 x connector volgens DIN 41612 A/B/C
1 x print, dubbelzijdig, doorgemetaliseerd

Aansluitingen op de 96-polige connector

Tabel 4/2.3.4.-2 geeft een overzicht van de aansluitingen van alle in- en uitgangen van de Expander-kaart op de gestandaardiseerde 96-polige connector volgens DIN 41612. Bij deze kaart worden de drie rijen gebruikt. De aansluitingen zijn compatibel met deze van de Voice-kaart. De C-kontac-

Pen	Kontact A	Kontact B	Kontact C
1	NC	CV Ruis-Amplitude	NC
2	+12V	+12V	+12V
3	NC	CV S&H-Amplitude	NC
4	NC	CV Amplitude LFO-1	Bus 2 (I/O-1)
5	NC	S1 Golfvorm LFO-1	NC
6	NC	S0 Golfvorm LFO-1	NC
7	NC	S0 Bus LFO-1	Bus 5 (I/O-4+S&H-Out)
8	NC	S1 Bus LFO-1	NC
9	NC	S2 Bus LFO-1	Bus 6 (I/O-5)
10	NC	CV Frequentie LFO-1	NC
11	NC	CV Frequentie LFO-2	NC
12	NC	NC	NC
13	NC	S1 Golfvorm LFO-2	Bus 4 (I/O-3)
14	NC	S0 Golfvorm LFO-2	NC
15	NC	S0 Bus LFO-2	Ruis-Out
16	NC	NC	S1 Bus LFO-2
17	NC	S2 Bus LFO-2	CV Amplitude LFO-2
18	NC	CV Amplitude LFO-3	S1 Golfvorm LFO-3
19	NC	S0 Golfvorm LFO-3	CV Frequentie LFO-3
20	NC	CV Frequentie LFO-4	NC
21	-12V	-12V	-12V
22	NC	S0 Bus LFO-3	Bus 1 (I/O-0)
23	NC	S1 Bus LFO-3	NC
24	NC	S2 Bus LFO-3	Bus 3 (I/O-2)
25	NC	S1 Golfvorm LFO-4	NC
26	NC	S0 Golfvorm LFO-4	NC
27	NC	CV Amplitude LFO-4	NC
28	NC	S0 Bus LFO-4	NC
29	NC	S1 Bus LFO-4	NC
30	NC	S2 Bus LFO-4	NC
31	NC	Bus 8 (I/O-7)	Bus 7 (I/O-6)
32	GND(Massa)	GND (Massa)	GND (Massa)

Tabel 4/2.3.4-2: Aansluiting van de Expander op de connector.

ten worden gebruikt voor het verbinden van de modulatie-lijnen met de ingangen van de Voice-kaart. Zoals reeds gezegd in de inleiding zijn de busleidingen 7 en 8 vrij en deze kunnen gebruikt worden voor andere doeleinden, bijvoorbeeld voor het uitschakelen van de betreffende LFO's zonder dat de amplitude naar nul geregeld moet worden.

Enige definities uit de tabel:
- NC: niet gebruikt;
- CV: analoge stuurspanning, 0 tot +5 V;
- S... : digitale stuurspanning, 0/+5 V;
Bus: uitgang voor een bus-signaal.

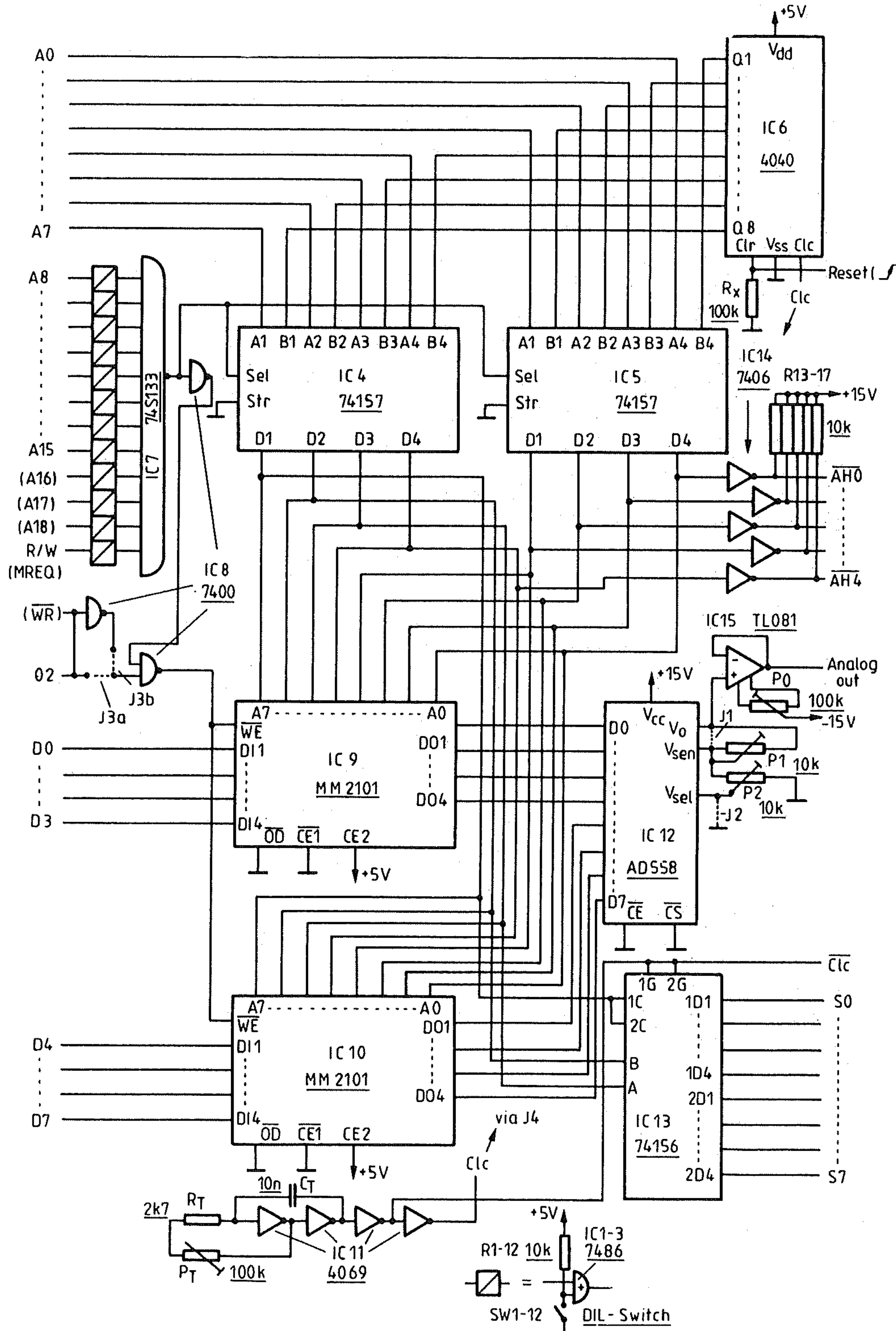
4/2.3.5 Bouwbeschrijving computer-interface

Inleiding
Met deze interface met analoge uitgangen kan men tot maximaal 256 analoge spanningen samenstellen die op eenvoudige wijze software-matig geprogrammeerd kunnen worden.
De schakeling maakt gebruik van slechts één digitaal naar analoog omzetter met daarop aansluitend een groot aantal sample and hold schakelingen. Hetgeen tot gevolg heeft dat dit systeem tegen tamelijk geringe kosten samengesteld kan worden.

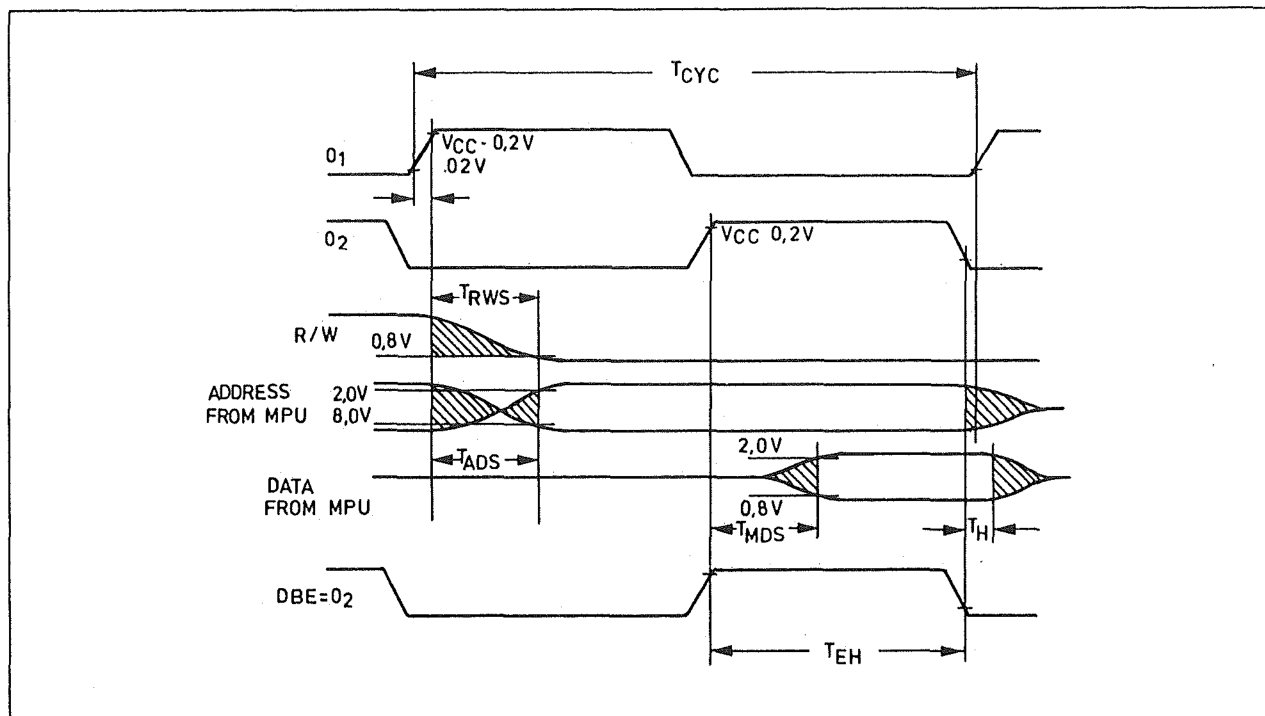
De interface wordt rechtstreeks aan de bus van de gebruikte computer aangesloten. In dit artikel wordt uitgegaan van een computer met een 6502 als microprocessor, maar het systeem kan zonder al te grote problemen aangepast worden aan andere processoren. Er is daarbij slechts een beperking en dat is dat de processor geen gebruik mag maken van een gemultiplexte adres- en data-bus.
Het enige dat men moet doen is de besturingssignalen voor het systeem (bij de 6502 gebruikt men de R/W- en φ-2-signalen) uit de processor-uitgangen afleiden respectievelijk inverteren.
De interface kan vrij geadresseerd worden binnen het volledige 64k bereik van de processor door middel van DIL-schakelaars.
Het oplossend vermogen is acht bits (± ½ LSB), de uitgangsspanning kan door middel van tientoeren trimmers ingesteld worden in het bereik van 0 tot +10 V. De insteltijd bedraagt slechts ongeveer 20 ms.

De schakeling
De schakeling van figuur 4/2.3.5-1 wordt toegelicht aan de hand van de 6502-signalen, voorgesteld in figuur 4/2.3.5-2.
Een schrijf-cyclus (bijvoorbeeld STA in assembler) wordt bij de 6502 ingeleid door het "L" worden van het R/W-signaal. Op het moment dat het φ-2 signaal "H" wordt, zijn de adres-gegevens A0 tot en met A15 op de adresbus van toepassing. Bij de negatieve flank van het φ-2 signaal kunnen de data-gegevens D0 tot en met D7 overgenomen worden.

Uit de acht hoogste adresleidingen A8 tot en met A15 en uit het R/W-signaal wordt afgeleid of de interface door de processor wordt aangesproken. Ieder signaal wordt aangeboden aan één ingang van een EXOR-poort van het type 7486, terwijl de tweede ingang van de poort via een DIL-schakelaar op "L" of "H" gezet kan worden. Deze schakelingen zijn in het schema voorgesteld door blokjes met schuine lijn-



Figuur 4/2.3.5-1: Het schema van de basis-print.



Figuur 4/2.3.5-2: Pulsen-diagram van een schrijf-cyclus bij de 6502 processor.

tjes. Afhankelijk van de stand van de schakelaar zal het adres-bit geïnverteerd of niet-geïnverteerd op een van de ingangen van de 13-voudige NAND-poort 74133 verschijnen.

De functie van de EXOR-poort als schakelbare inverter kan men het snelst doorgronden als men de waarheidstabel 4/2.3.5-1 even rustig bekijkt. Hierbij is A het signaal dat door de DIL-schakelaar wordt geleverd en B het signaal afkomstig van de computer-bus. Als A "L" is zal de computerinformatie ongewijzigd worden doorgekoppeld. Als A "H" is wordt het B-signaal geïnverteerd.

De uitgang van de 13-voudige NAND wordt "L" als alle ingangen "H" zijn. Deze toestand zal bij slechts één combinatie van de adres-lijnen en de R/W-informatie optreden, een en ander afhankelijk van de stand van de schakelaars. Op deze eenvoudige manier is het mogelijk de interface te laten aanspreken door gelijk welke adressenbank uit het totale geheugen.
De uitgang van de NAND wordt "L" als de gegevens op de adres-bus overeen stemmen met de door middel van de DIL-schakelaars ingestelde code en als de processor door middel van een STA-, STX- of STY-instructie wordt toegesproken.

INGANGEN		UITGANG
A	B	Y
L	L	L
L	H	H
H	L	H
H	H	L

Tabel 4/2.3.5-1: De waarheids-tabel van een EXOR-poort.

Op dat moment worden de SEL-ingangen van de twee twee-naar-een multiplexers IC4 en IC5 "L" en wordt de informatie op de acht laagste adreslijnen A0 tot en met A7 doorgegeven aan de adresseer-ingangen van de twee geheugen-IC's IC9 en IC10 van het type 2101.

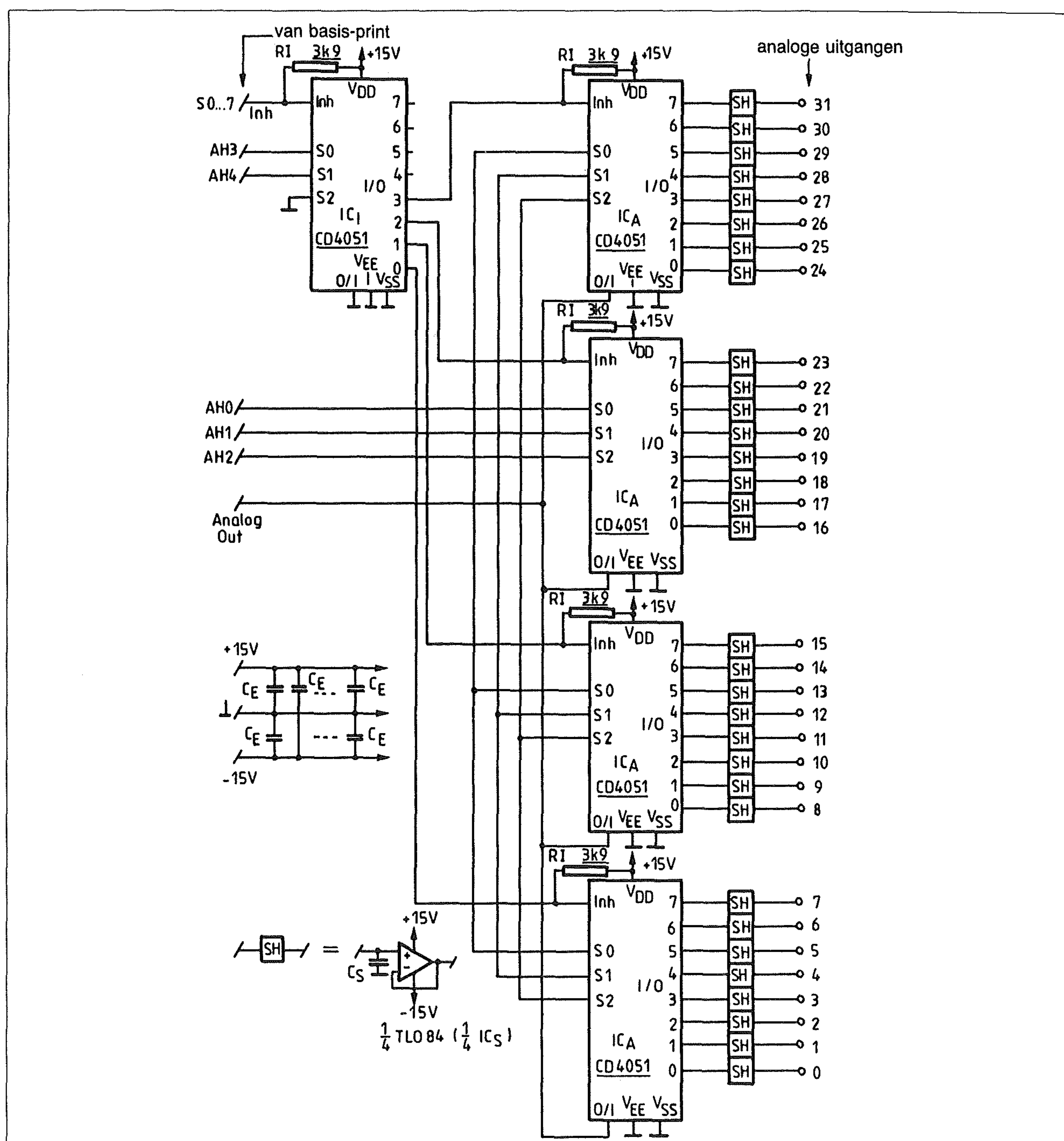
Het uitgangssignaal van de 13-voudige NAND wordt geïnverteerd (actief "H") en dit signaal wordt met ɸ-2 van de computer in een van de NAND's uit IC8 logisch gekoppeld. De uitgang van deze poort levert de schrijf-impuls WE voor de geheugen-bouwstenen. Deze puls gaat even naar "L" als aan de adresseer-code voldaan is en ɸ-2 "H" is. Bij het weer "H" worden van dit signaal (dit gebeurt op het moment dat ɸ-2 "L" wordt) wordt de op dat moment aanwezige informatie op de data-bus (D0 tot en met D7) in de door de laagste adres-bits bepaalde geheugencellen van de RAM-IC's ingelezen. De oude informatie wordt dus gewist en vervangen door nieuwe.

Wordt de interface niet aangesproken door de processor, dan zijn de uitgang van de 74133 en de WE-ingangen van de RAM's "H". De twee-naar-een multiplexers schakelen om (B wordt met D verbonden) en de RAM's worden uitgelezen.
De adres-leidingen van de geheugen-IC's worden door de multiplexers verbonden met de uitgangen van de achtbit teller IC6 van het type 4040 (CMOS). Deze teller wordt continu geklokt met het uitgangssignaal van een eenvoudige RC-oscillator, opgebouwd rond IC11.

De volledige inhoud van de RAM's wordt dus cyclisch uitgelezen en aangeboden aan de ingang van de digitaal naar analoog omzetter IC12. Deze schakeling doet er ongeveer 2 μs over om de binaire code op de acht ingangen om te zetten in een corresponderende analoge uitgangsspanning. De analoge uitgang van de DAC wordt afgesloten met een als spanningsvolger geschakelde operationele versterker IC15. Met de potentiometers P1 en P2 en de bruggen J1 en J2 kan men het uitgangsbereik van de DAC instellen op het gewenste bereik, bijvoorbeeld 0 tot 10 V of 0 tot 5 V. Met potentiometer P0 kan de offset van de opamp gecorrigeerd worden.

De schakeling die de S&H's stuurt werkt met een voedingsspanning van +15 V. De logische signalen AH die voor deze schakeling noodzakelijk zijn worden vandaar door middel van niveau-omzetters (IC14) gewonnen uit de adresseer-signalen van het geheugen. De selectie-signalen voor de S&H-eenheden worden door middel van 2-bit demultiplexers (IC13) met open collector afgeleid uit de overige adresbits. Door het gebruik van een schakeling met open collector komt de noodzakelijke niveau-aanpassing hier automatisch tot stand. Het volstaat immers de uitgangen van de demultiplexer via weerstanden met de verhoogde voedingsspanning van de S&H-besturing te verbinden.

De besturing van de S&H-eenheden
De schakeling die de analoge informatie doorkoppelt naar maximaal 256 sample and hold eenheden is getekend



Figuur 4/2.3.5-3: Schema van een 32-voudige S&H-print.

in figuur 4/2.3.5-3. Het schema biedt de mogelijkheid de analoge uitgangsspanning van de DAC naar 32 eenvoudige analoge geheugen-elementen te schakelen. Het basis-schema bestuurt 32 uitgangen, omdat dit overeen komt met de capaciteit van één print. In principe kan men echter acht van deze prints bedraden, zodat in totaal 256 uitgangssignalen ter beschikking staan.

Het schema, dus.
Het analoge uitgangssignaal van de DAC wordt door middel van analoge demultiplexers van het type 4051 verspreid naar de S&H-eenheden. Omdat de geheugens en de DAC cyclisch worden uitgelezen en de informatie dus telkens ververst wordt is het niet noodzakelijk ingewikkelde schakelingen te verzinnen voor de S&H-eenheden. Zoals uit de figuur blijkt, bestaan deze uit een condensator C_S en een als buffer geschakelde operationele versterker.
Op het moment dat de uitgang van de DAC door middel van een van de analoge schakelaars in de demultiplexers wordt verbonden met een S&H-eenheid, wordt de condensator van deze eenheid opgeladen tot de momentele waarde van de DAC-uitgang. De zeer hoge impedantie van de buffer zorgt ervoor dat de spanning over de condensator bewaard blijft tot de volgende uitlees-cyclus.

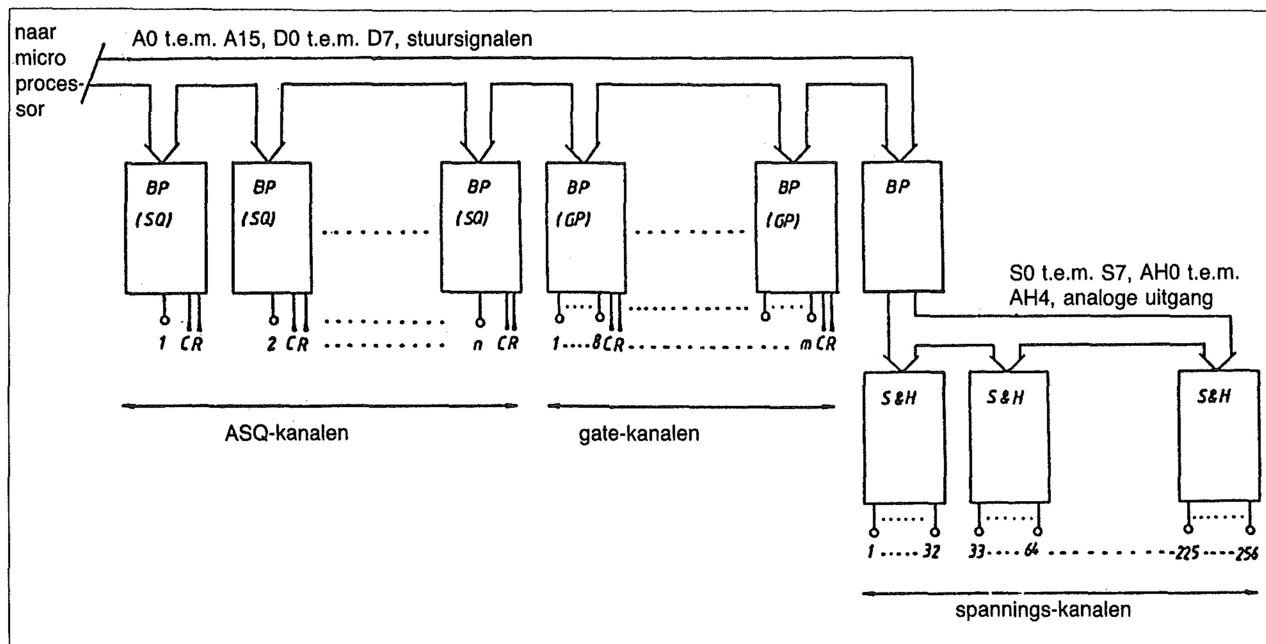
De drie laagste adresseer-signalen AH0, AH1 en AH2 worden verbonden met de adresseer-ingangen S0, S1 en S2 van de analoge schakelaars. Iedere demultiplexer wordt in- of uitgeschakeld door middel van het signaal op de inhibit-ingang. Deze vier inhibitsignalen zijn afkomstig van een vijfde demultiplexer IC1, die geadresseerd wordt door de twee hoogste signalen AH3 en AH4 en een van de S0 tot en met S7 signalen. Deze laatsten bepalen dus welke kaart wordt geactiveerd, de AH-signalen welke demultiplexer op de kaart wordt ingeschakeld.

De S- en AH-signalen zorgen er dus steeds voor dat de uitgang van de DAC wordt doorverbonden met de corresponderende S&H-eenheid.

Andere processoren
Hoewel het systeem ontworpen is voor een 6502 kan men de schakeling gemakkelijk geschikt maken voor samenwerking met een Z80.
Men moet dan het R/W-signaal vervangen door de MREQ en de φ-2 door het geïnverteerde WR-signaal. Op de print moet men de draadbrug J3a verwijderen en vervangen door de brug J3b (zie figuur 4/2.3.5-1).

Uitgangsspanning
Zoals reeds gezegd kan men het dynamische bereik van de analoge uitgangsspanning binnen ruime grenzen zelf instellen. Verbindt men de ingangen V_O, V_{sen} en V_{sel} van de AD 558 met elkaar, dan kan de uitgangsspanning van de DAC variëren tussen 0 en 2,56 V. Verbindt men V_O met V_{sen} en legt men V_{sel} aan de massa (draadbruggen J1 en J2) dan gaat de uitgang tot 10 V. Het is zelfs mogelijk meer dan 10 V uit de omzetter te halen door de draadbrug te vervangen door de trimmer P1. Met ingesoldeerde J1 kan men de uitgangsspanning met P2 variëren tussen 0 tot 2,56 en 0 tot 10 V. Dit is het meest geschikte bereik voor het aansturen van de overige kaarten van het synthesizer-systeem.

Het blokschema van een compleet systeem
Nu wij weten hoe het systeem van de interface-kaart precies werkt, wordt het tijd even dieper in te gaan op de mogelijkheden. Figuur 4/2.3.5-4 geeft een overzicht van de mogelijkheden.



Figuur 4/2.3.5-4: Blokschema van de verbindingen tussen de diverse printen van een uitgebreid systeem.

De diverse gebruikte afkortingen hebben de onderstaande betekenis.

- BP
  Basis-print, voorzien van alle onderdelen die noodzakelijk zijn voor het genereren van alle signalen voor de S&H-eenheden.
- BP(SQ)
  Basis-print in de sequencer-uitvoering. Alle onderdelen die noodzakelijk zijn voor het opwekken van de AH- en S-signalen kunnen weggelaten worden. Dat zijn de IC's 7406 en 74156 en de pull-up weerstanden.
- BP(GP)
  Basis-print in de gate-programmeer uitvoering. Naast de onderdelen die in de (SQ)-versie kunnen vervallen kan men nu ook de DAC en de bufferversterker naar huis sturen. De acht binaire uitgangen van het RAM-geheugen kunnen nu rechtstreeks via kortsluitbeveiligingsweerstanden op de gate-uitgangen van de bus aangesloten worden.
- S&H
  Een 32-voudige S&H-print met de inhibit-brug op de juiste manier aangebracht: S0 voor kanalen 0 tot en met 31, S1 voor de kanalen 32 en met 63, etc.
- C
  Klok-ingangen voor de BP(SQ)- en BP(GP)-printen. Omdat deze in het algemeen synchroon gestuurd zullen worden, wordt niet de op iedere print aanwezige interne oscillator rond de 4069 gebruikt, maar één gezamenlijke externe klok. Men kan daarvoor een van de ingebouwde oscillatoren inschakelen, maar ook een extern signaal uit het synthesizersysteem, zoals bijvoorbeeld een klokpuls uit een elektronisch slagwerk. Het signaal moet echter wel TTL-

compatible zijn, dus schakelen tussen 0 en +5 V en men moet er rekening mee houden dat het omschakelen naar de volgende analoge uitgang plaats vindt op de negatieve flank van het klok-signaal.

- R
  Reset-ingang voor de BP(SQ)- en BP(GP)-printen. Bij het aanleggen van een "H" TTL-niveau wordt de interne teller (IC6) gereset, waardoor de betreffende print op kanaal 1 wordt gezet. Op deze manier is het mogelijk alle eenheden te synchroniseren. Men kan de reset extern opwekken (slagwerk) of een intern signaal gebruiken. Zo zou men bijvoorbeeld het reset-signaal kunnen afleiden uit een van de gate-uitgangen. Deze uitgang moet dan software-matig zo geprogrammeerd worden dat hij de lengte van de cyclus vastlegt. Men kan bijvoorbeeld een cycluslengte van 32 gebruiken voor een 4/4 en een lengte van 24 voor een 3/4 maat. De maximale cyclus-lengte wordt natuurlijk begrensd door het aantal kanalen en bedraagt 256.

Men kan deze interface dus op drie verschillende manieren gebruiken, namelijk:

- voor het opwekken van analoge stuurspanningen voor de besturing van de Voice- en Expander-kaarten;
- als sequencer;
- als gate-programmeerder.

Voor iedere functie worden binnenkort programma's beschreven waarmee men de kaarten op een zeer gebruikers-vriendelijke manier kan bedienen en instellen.

Gebruikt men meer dan een basiskaart, dan moet men uiteraard iedere kaart door een ander adres-bereik laten sturen. Maar die instelling gaat zeer eenvoudig dank zij de op de print aanwezige DIL-schakelaars!

In de volgende aflevering wordt een volledig uitgewerkt Commodore C-64 programma beschreven, dat is samengesteld uit drie sub-routines voor Sound-control, Sequencer en Gate-programmer.

Alternatieve toepassingen van de basis-print

De interface kan ook zonder de S&H-eenheden op een aantal nuttige manieren worden gebruikt.

1 - De analoge uitgangsspanning van de DAC (uitgang IC15) kan rechtstreeks als sequencer-stuurspanning worden gebruikt. Het kloksignaal kan van een externe bron afkomstig zijn (0/5 V, negatieve edge triggering) en bepaalt de snelheid waarmee de sequencer wordt doorlopen. Draadbrug J4, die de uitgang van de interne oscillator verbindt met de klok-ingang van de teller, kan dan natuurlijk vervallen. Is het niet noodzakelijk dat het systeem alle 256 beschikbare trappen doorloopt, dan moet een reset-puls aan de teller worden aangeboden. Men kan deze van een externe bron afleiden, maar het is ook mogelijk een van de uitgangen van de teller zélf als reset te gebruiken. Verbindt men bijvoorbeeld de uitgang Q5 van de 4040 (IC6) met de reset

van hetzelfde IC, dan zal het systeem na 16 stappen automatisch resetten.

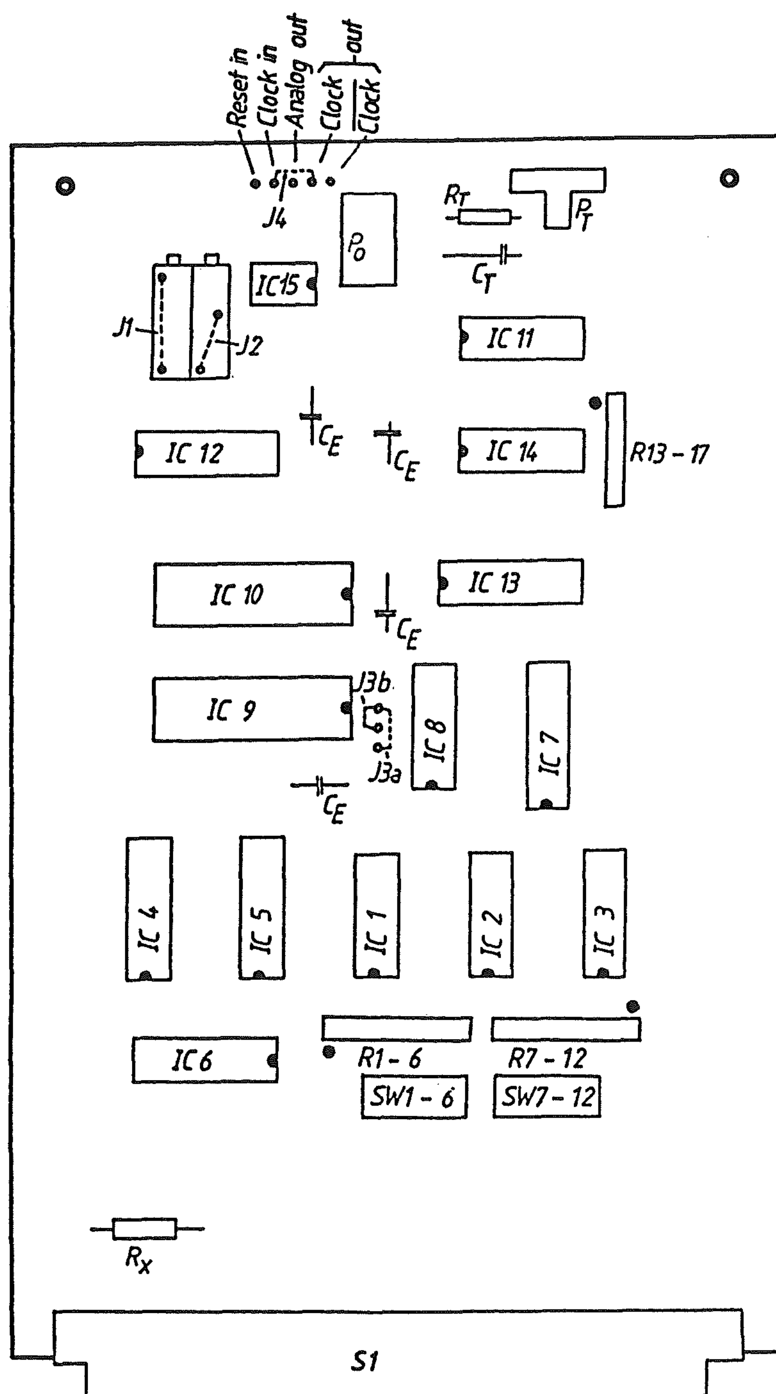
2 - De acht digitale uitgangen van de RAM's kunnen als digitale stuurpulsen gebruikt worden. Op deze manier is het bijvoorbeeld mogelijk een met acht instrumenten uitgerust digitaal slagwerk volledig softwarematig te besturen.
Maar daar de uitgangen van de geheugen-IC's niet kortsluitvast zijn is het absoluut noodzakelijk (zoals trouwens reeds eerder opgemerkt) in de verbindingen ongeveer 1 kΩ grote beveiligings-weerstanden op te nemen. Op de print zijn daarvoor de noodzakelijke gaatjes aangebracht, namelijk op de plaats waar normaliter de AD 558 zit.
Ook nu moet men speciale programma's ontwikkelen waarmee het mogelijk is de data-bus bitsgewijs te veranderen.

De bouw van de basis-print

De componenten-opstelling van de basis-print is getekend in figuur 4/2.3.5-5. De draadbruggen J1 tot en met J4 worden, afhankelijk van de toepassing en de ter beschikking staande computer, volgens de reeds gegeven instructies al dan niet ingesoldeerd. Voor de weerstanden R1 tot en met R12 worden twee array's toegepast. De gemeenschappelijke aansluiting wordt gedefinieerd door een vette punt op de tekening. Men kan natuurlijk net zo goed losse weerstanden gebruiken, die dan rechtopstaand op de print worden gesoldeerd. In principe kan men de schakeling ook zonder deze weerstanden gebruiken, omdat open ingangen door TTL-poorten als "H" geïnterpreteerd worden. De storingsgevoeligheid neemt dan sterk toe en gebruikt men de synthesizer bijvoorbeeld samen met thyristor-gestuurde belichtings-regelaars, dan kan men problemen verwachten zonder weerstanden.
De oscillator-schakeling kan vervallen als men een externe klok gebruikt. De frequentie van de interne klok wordt bepaald door de waarde van de condensator Ct. Gebruikt men de kaart samen met de S&H-eenheden, dan wordt een waarde tussen de 1 en 10 nF aanbevolen. Voor sequencer- en gatetoepassingen is een waarde tussen de 100 en 470 nF beter geschikt.
Omdat de print (die overigens bij de uitgever besteld kan worden) dubbelzijdig is, moet men de draadbruggen uitvoeren met geïsoleerde draadjes.
Is de volledige print bedraad, dan kan men deze testen (na uiteraard eerst de DIL-schakelaars ingesteld te hebben) door het onderstaand programma op de elektronica los te laten.

```
10 FOR I = ADR TO ADR + 255
20 POKE I, X
30 NEXT I
```

Waarbij ADR gelijk is aan de ingestelde adreswaarde met de schakelaars en X gelijk is aan de in te lezen waarde.
Aan de uitgang van de DAC moet men nu een constante spanning meten, waarvan de waarde wordt bepaald door de waarde die men aan de variabele X heeft toegekend. X = 0 komt overeen met een spanning van 0 V, X = 255 met de maximale waarde.



Figuur 4/2.3.5-5: Componenten-opstelling van de basis-print.

Nu kan men de potentiometers P1 en/ of P2 instellen op de gewenste maximale waarde van de uitgangsspanning.

Gebruikt men de print voor het besturen van de Voice-kaarten, dan zou men deze instellers zo kunnen afregelen dat een verhoging van de waarde van X met 48 een spanningsvariatie op de uitgang van 1 V oplevert.

Onderdelenlijst basis-print

Weerstanden:
R1 - R6, R7 - R12 = 10 á 100 kΩ array
R13 - R17 = 4,7 kΩ array
RT = 2,7 kΩ
RX = 100 kΩ

Potentiometers:
P0 = 100 kΩ
PT = 1 MΩ
P1, P2 = 20 kΩ

Condensatoren:
CT = 1 á 100 nF
CE (4x) = 100 nF

Geïntegreerde schakelingen:
IC1, IC2, IC3 = SN 7486
IC4, IC5 = SN 74157
IC6 = CD 4040
IC7 = SN 74 S 133
IC8 = SN 7400
IC9, IC10 = MM 2101-450 NS
IC11 = CD 4069
IC12 = AD 558 JD of KD
IC13 = SN 74156
IC14 = SN 7406
IC15 = TL 081, 741

Diversen:
SW1 - SW6
SW7 - SW12 = DIL, zesvoudig
64-polige steker A+C, DIN 41612

pen-nummer	contact A	contact B of C bij doorgemetaliseerde print
1	+5V	+5V
2	+15V	+15V
3	AH0	AH1
4	AH2	AH3
5	AH4	S0
6	S1	S2
7	S3	S4
8	S5	S6
9	S7	φ-2
10	R/W	A18
11	A16	A17
12	A14	A15
13	A12	A13
14	A10	A11
15	A8	A9
16	A6	A7
17	A4	A5
18	A2	A3
19	A0	A1
20	NC	NC
21	NC	NC
22	NC	NC
23	NC	NC
24	REST	CLOCK(IN)
25	NC	NC
26	NC	NC
27	D1	D0
28	D3	D2
29	D5	D4
30	D7	D6
31	ANALOG-OUT	ANALOG-OUT
32	MASSA	MASSA

Tabel 4/2.3.5-2: Aansluitingen van de basis-print.

Aansluitgegevens basis-print

Tabel 4/2.3.5-2 geeft een overzicht van de aansluitingen op de 64-polige steker van de print. De adres-ingangen A8 tot en met A18 zijn gelijkwaardig en kunnen worden omgewisseld. Men moet echter steeds letten op de stand van de overeenkomstige DIL-schakelaars.

Instelling van de DIL-schakelaars
Tabel 4/2.3.5-3 geeft het verband tussen de DIL-schakelaars S1 tot en met S12 op de print, de daarmee overeenkomende contacten van de steker en de signalen die daarop aangesloten kunnen worden. Voor aktief "H" ingangen moet de schakelaar op "ON" staan, voor aktief "L" ingangen op "OFF". De schakelaars van niet gebruikte (open) of vast op "H" liggende ingangen (bijvoorbeeld via pull-up weerstanden) moeten op "ON" staan. De schakelaars voor vast met de massa verbonden ingangen moeten op "OFF" staan.

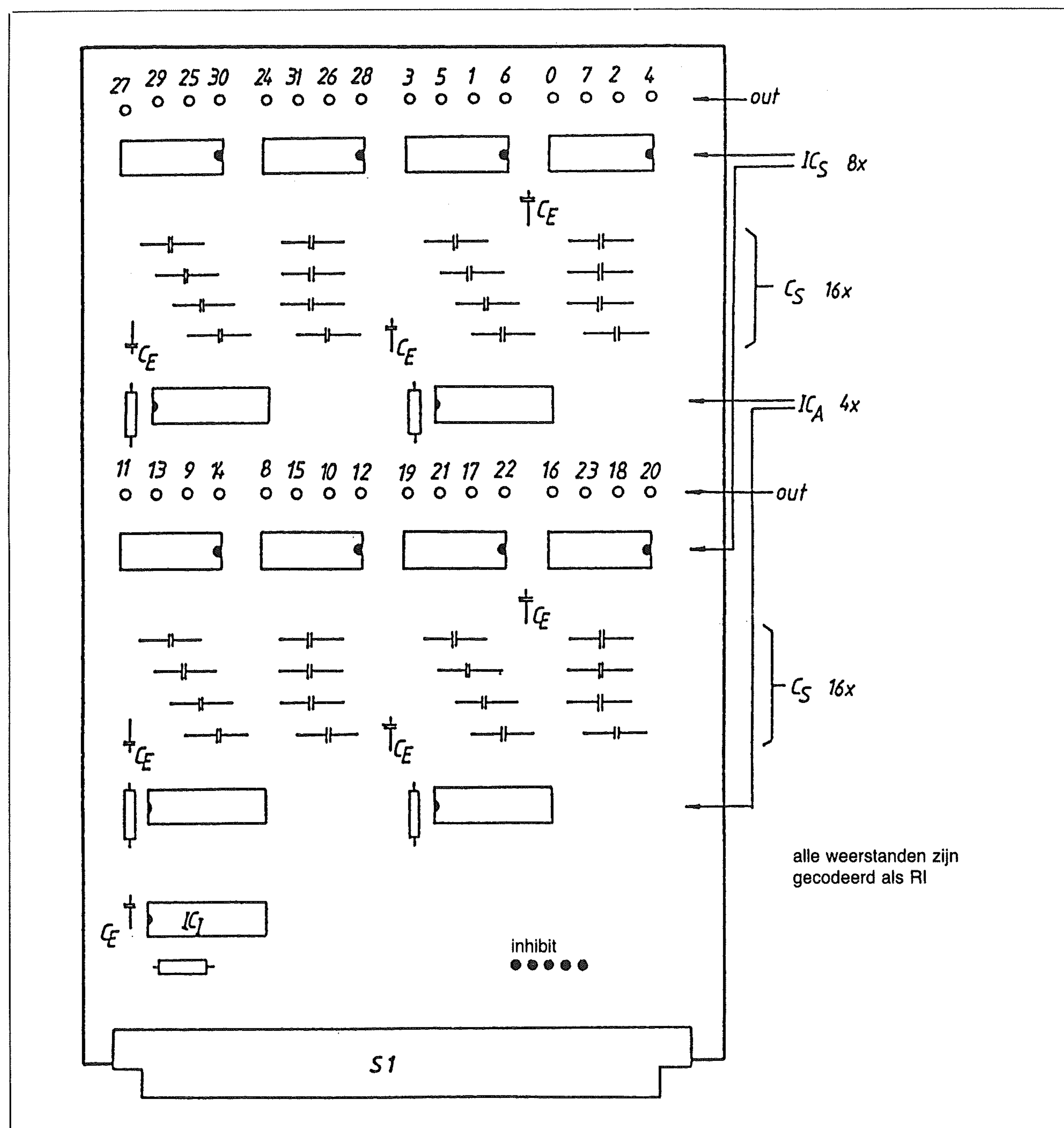
Bij 6502-systemen moet de schakelaar van het R/W-signaal op "OFF" staan (aktief "L"). Bij Z 80-systemen moet de schakelaar voor het MREQ-signaal op "OFF" staan.

Laat ons een en ander toelichten aan de hand van een voorbeeld. Stel dat een interface-kaart geadresseerd moet worden voor het adres-bereik 32512 tot 32767 (decimaal). Softwarematig kan men dit bereiken door de desbetreffende adressen met de gewenste decimale waarde te POKE'en. Decimaal 32512 komt overeen met 7F00 hexadecimaal of met 0111111100000000 binair. De schakelaar voor het hoogste adres-bit A15 moet dan op "OFF" staan (A15 is immers aktief "L"), de overige schakelaars op "ON" (A14 tot en met A8 zijn aktief "H").

De bouw van de S&H-stuurprinten
Figuur 4/2.3.5-6 geeft de componenten-opstelling van een S&H-print voor 32 kanalen. Afhankelijk van het bereik

schakelaar	pen-nummer van de 64-polige steker	functie
S1	15A	(A8)
S2	15B	(A9)
S3	14A	(A10)
S4	14B	(A11)
S5	13A	(A12)
S6	13B	(A13)
S7	12A	(A14)
S8	12B	(A15)
S9	11A	(A16)
S10	11B	(A17)
S11	10A	(R/W, $\overline{\text{MREQ}}$)
S12	10B	(A18)

Tabel 4/2.3.5-3: Het verband tussen de DIL-schakelaars en de adres-lijnen.



Figuur 4/2.3.5-6: Componenten-opstelling van de S&H-print, eerste versie.

(kanalen 0 - 31, kanalen 32 - 63, etc) moet men de inhibit-draadbruggen (S0, S1, etc) aanbrengen. Tabel 4/2.3.5-4 geeft een overzicht van de kanaal-bereiken, de te gebruiken inhibit-signalen en de pennen waarop men deze signalen kan aantreffen.

Men kan deze verbindingen het best uitvoeren met korte stukjes geïsoleerde draad, die men op de koperzijde van de print aanbrengt.
De 32 analoge uitgangen kunnen door middel van losse soldeer-lippen op de print worden verbonden met een op

kanalen-bereik	te gebruiken inhibit-signaal	pen-nummer
0... 31	S0	5B/C
32... 63	S1	6A
64... 95	S2	6B/C
96...127	S3	7A
128...159	S4	7B/C
160...191	S5	8A
192...223	S6	8B/C
224...255	S7	9A

Tabel 4/2.3.5-4: Verband tussen de beschikbare kanalen en de inhibit-signalen.

het frontplaatje van de print bevestigde de 37-polige D-type connector. Men kan de signalen dan gemakkelijk aftappen voor het sturen van de overige kaarten uit het systeem.
Men zou deze spanningen echter net zo goed aan de vrije pennen van de 64-polige connector kunnen aansluiten, maar men moet er dan heel goed op letten (zeker bij gebruik van een bus-print) dat deze bus-lijnen op geen enkele andere print van het systeem gebruikt worden!

Van deze print kan ook een tweede versie geleverd worden, zie figuur 4/2.3.5-7, die alleen verschilt van de eerste uitvoering door de manier waarop de analoge uitgangen beschikbaar zijn. Men kan deze signalen nu rechtstreeks door middel van 20-polige stekers met 2,54 mm raster van de print afnemen. Daarnaast zijn ook nog eens de massa en de twee voedingsspanningen via deze stekers beschikbaar.

Onderdelenlijst S&H-print

Weerstanden:

RI (5x) = 3,9 kΩ

Condensatoren:

CS (32x) = 1 - 100 nF
CE (10x) = 100 nF

Geïntegreerde schakelingen:

ICS (8x) = TL 084
ICA, ICI (5x) = CD 4051

Aansluitgegevens S&H-print

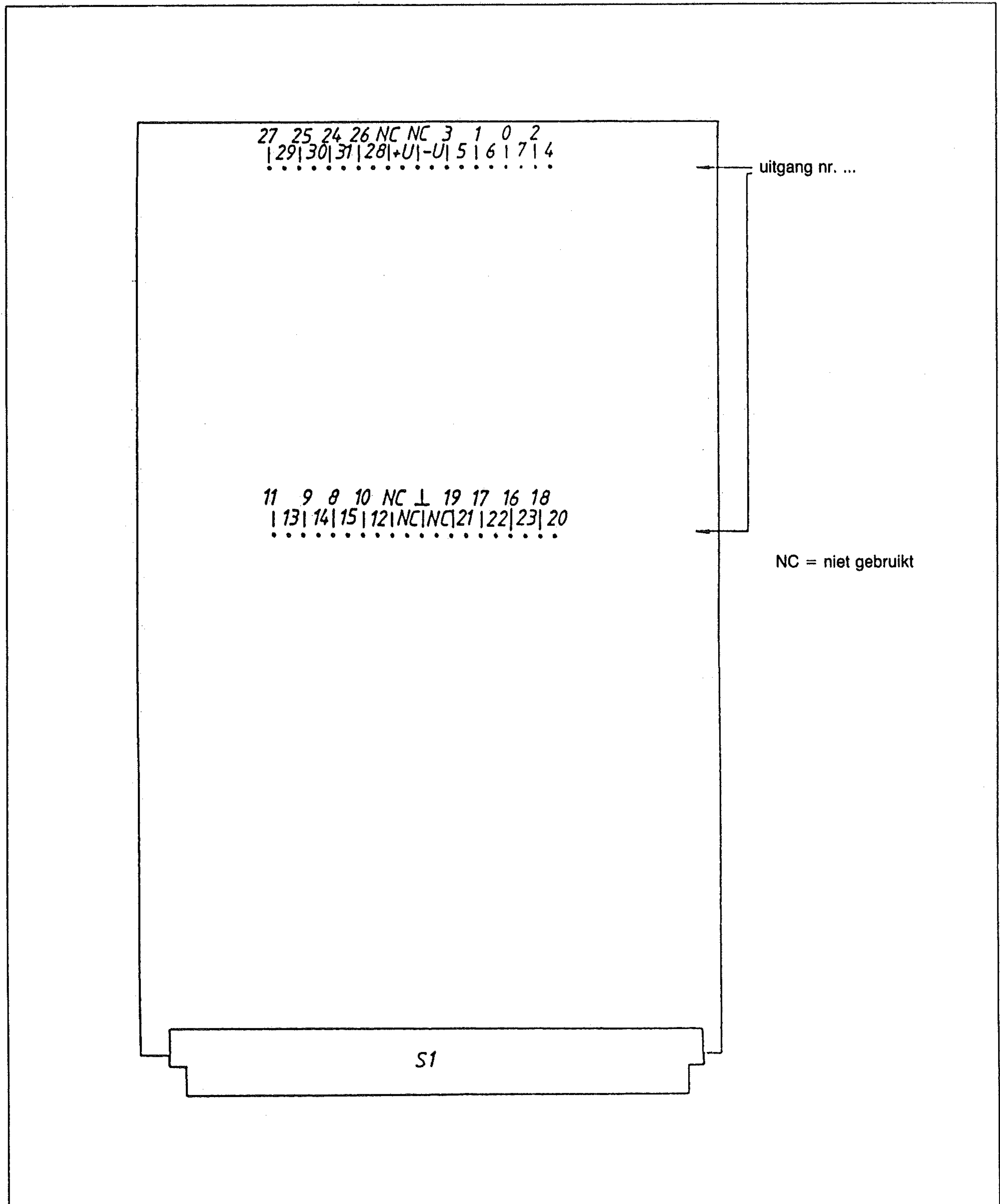
Tabel 4/2.3.5-5 geeft een overzicht van de aansluitingen op de 64-polige steker. Bij het gebruik van de doorgemetaliseerde print moet men in plaats van de B- de C-contacten gebruiken.

pen-nummer	aansluiting	
2A,2B,23A,23B	+15V	
3A	AH0	Bij de doorgemetaliseerde print moet men in plaats van de B- de C-contacten gebruiken
3B	AH1	
4A	AH2	
4B	AH3	
5A	AH4	
5B	S0	
6A	S1	
6B	S2	
7A	S3	
7B	S4	
8A	S5	
8B	S6	
9A	S7	
21A+B	-15V	
31A+B	ANALOG IN	
32A+B	MASSA	

Tabel 4/2.3.5-5: Aansluitgegevens van de S&H-print.

Het aansluiten op de Commodore computer

Het verbinden van de basis-print met een Commodore computer (modellen CBM 3000, 4000, 8000) kan middels een flat-cable die bij de computer



Figuur 4/2.3.5-7: De S&H-print, tweede versie.

wordt aangesloten op de steker voor de geheugen-uitbreidingen (J4, J9, zie Commodore handboek). Op deze steker staan alle noodzakelijke signalen ter beschikking. Op J9 treft men alle adres-lijnen aan en de R/W en φ-2 signalen. Op J4 vindt men de data-lijnen en de massa van de computer.

De juiste manier waarop men de print met de computer moet verbinden volgt uit tabel 4/2.3.5-6. Alle niet genoemde pennen, ook de B-aansluitingen die aan de massa liggen, blijven vrij!

pen-nummer	functie
J9–1 A	Massa (GND)
J9–2 A	A0
J9–3 A	A1
J9–4 A	A2
J9–5 A	A3
J9–6 A	A4
J9–7 A	A5
J9–8 A	A6
J9–9 A	A7
J9–10A	A8
J9–11A	A9
J9–12A	A10
J9–13A	A11
J9–14A	A12
J9–15A	A13
J9–16A	A14
J9–17A	A15
J9–21A	φ-2
J9–22A	R/W
J4–1 A	Massa (GND)
J4–2 A	D0
J4–3 A	D1
J4–4 A	D2
J4–5 A	D3
J4–6 A	D4
J4–7 A	D5
J4–8 A	D6
J4–9 A	D7

Tabel 4/2.3.5-6: Het aansluiten van de basis-print op een Commodore-computer.

Het aansluiten op een Sinclair ZX-81
Ook nu kan men een flat-cable gebruiken, die via een tussensteker (opgenomen tussen de computer en bijvoorbeeld de geheugen-uitbreiding) met de bus van het apparaat wordt verbonden. De juiste verbindingen kan men afleiden uit tabel 4/2.3.5-7.

pen-nummer	functie
onderzijde	
4B, 5B	Massa (GND)
7B	A0
8B	A1
9B	A2
10B	A3
11B	A15
12B	A14
13B	A13
14B	A12
15B	A11
16B	A10
17B	A9
18B	A8
19B	A7
20B	A6
21B	A5
22B	A4
bovenzijde	
1A	D7
4A	D0
5A	D1
6A	D2
7A	D6
8A	D5
9A	D3
10A	D4
14A	$\overline{MREQ}$
17A	$\overline{WR}$

Tabel 4/2.3.5-7: Het aansluiten van de interface op een ZX-81 computer.

4/2.3.6

C-64 software voor de MSS-synthesizer

Inleiding
Met het Commodore 64 programma "SYNCOM 2.1" kan men een door middel van analoge spanningen bestuurde synthesizer volledig via de computer programmeren.
Het programma is samengesteld uit vier delen:
– soundcontrol:
met deze subroutine kan men het geluid van maximaal vier voice-kaarten instellen. De klankbepalende parameters, zoals filter-frequenties, attack-tijd, etc. worden door middel van een balkengrafiek op het scherm voorgesteld;
– gate-programmer:
hiermee kan men de pulsenvolgorde van maximaal acht gates controleren. Deze uitgangen kunnen worden gebruikt voor het besturen van een elektronisch slagwerk;
– sequencer:
men kan maximaal vier sequenties (tooncodes) programmeren, analoge uitgangen (1 V/oktaaf) worden verbonden met de daarvoor aanwezige stuuringangen van het systeem.

De drie subroutines worden gekoppeld door het programma "Composer". Met dit programma kan men de geprogrammeerde geluiden, gate-instellingen en sequenties in de gewenste tijdvolgorde met elkaar koppelen zodat een volledig geprogrammeerde compositie ontstaat.

Hard- en software voorzieningen
Het systeem en het programma hebben aan apparatuur en schakelingen nodig:
- Commodore C-64 computer;
- Floppy-drive Commodore 1541;
- TV of monitor;
- analoge interface;
- voice-kaarten;
- eventueel expander-kaarten;
- verbindingskabels tussen alle hardware-groepen.

De software bestaat uit:
- BASIC-programma SYNCOM 2.1;
- Machinecode programma SYN. MCD;
- eventueel het assembler-programma van SYN.MCD, SYN.ASMB.

Opmerkingen over de hardware
De gegevensoverdracht tussen computer en synthesizer vindt plaats via de data-, adres- en besturingssignalen van de computer, beschikbaar op de "MEMORY EXPANSION" van de computer.
De data-signalen CD0 tot en met CD7 zijn beschikbaar op de pennen 14 tot en met 21, de adres-signalen CA0 tot en met CA15 op de pennen F tot en met Y.

Het clock-signaal kan afgenomen worden van pen E, de R/W-controle van pen 5. daarnaast moet men natuurlijk de massa van de computer verbinden met de externe schakelingen. De massa, die met GND wordt gecodeerd, staat ter beschikking op de pennen 22, 1, Z en A.

Bij het verbinden van de diverse massa's moet men er goed op letten dat er geen massa-lussen worden geïntroduceerd. Een massa-lus is een in zichzelf gesloten massa-verbinding. Stel dat men een systeem heeft samengesteld uit de schakelingen X, Y en Z. Verbindt men nu de massa van X met die van Y, de massa van Y met deze van Z en de massa van Z met deze van X, dan heeft men een massa-lus opgebouwd. Dit kan tot storingen in het systeem leiden. In principe moet men één massa-punt van het systeem als centrale massa beschouwen en alle apparaten en schakelingen met dit ene punt verbinden. Er kunnen dan geen rondgaande stromen door de massa van de verschillende apparaten lopen.
Nu is dat gemakkelijker gezegd dan gedaan. Vaak bouwt men ongemerkt massa-lussen in een systeem in! Zeker als de hardware zeer uitgebreid is doet men er goed aan eerst een schemaatje op papier samen te stellen en in dit schema alle bestaande massa-verbindingen in te vullen. Kabels tussen verschillende apparaten kunnen vaak een oorzaak zijn van een onvermoede massa-lus.
Een ander zeer belangrijk punt in dit kader is de aarding van de diverse apparaten. In de meeste gevallen is de massa van een computer via de geaarde metalen behuizing van een floppy-disk drive met de aarde van het net verboden. Zou men nu een centrale voeding gebruiken die eveneens geaard is en verbindt men de massa van deze voeding met de massa van de computer, dan ontstaat een massa-lus langs de aardings-ader van de elektrische bedrading in het huis. Hetzelfde verhaal geldt overigens voor monitoren in metalen kasten en sommige printers. Men kan het beste alle geaarde stopcontacten vervangen door niet geaarde en het volledige systeem op één punt met de aarde van het net verbinden. Men zou daar bijvoorbeeld de metalen kast van de monitor voor kunnen gebruiken.

Zou men nog andere uitbreidingen op de expansie-poort van de Commodore moeten aansluiten, dan kunnen problemen ontstaan door een te zware belasting van de data- en adres-signalen. Deze zijn namelijk niet gebufferd in de computer en kunnen slechts een beperkt aantal schakelingen aansturen.
Het enige dat er dan op zit is gebruik te maken van een van de ontelbaar in de handel verkrijgbare gebufferde expansie-printen. Deze printen zijn opgebouwd uit een in de "MEMORY EXPANSION" passende steker, enige buffer-IC's en een aantal parallel geschakelde uitbreidings-poorten. Op deze laatste kan men dan het synthesizer-systeem en de overige uitbreidingen aansluiten.

Adres-instellingen voor de interface-kaarten

Tabel 4/2.3.6-1 geeft een overzicht van de adres-gebieden en het aantal bytes dat iedere kaart nodig heeft.
Zoals bekend kunnen deze adres-gebieden op de diverse kaarten worden inge-

	start-adressen DEC	HEX	MSB,	BIN-code	aantal bytes
soundgroep 1	40704	9F00	1001	1111	64
soundgroep 2	40768	9F40	1001	1111	64
soundgroep 3	40832	9F80	1001	1111	64
soundgroep 4	40896	9FC0	1001	1111	64
gateprogrammer	40448	9E00	1001	1110	256 (1/4K)
sequencerkaart 1	39424	9A00	1001	1010	256 (1/4K)
sequencerkaart 2	39680	9B00	1001	1011	256 (1/4K)
sequencerkaart 3	39936	9C00	1001	1100	256 (1/4K)
sequencerkaart 4	40192	9D00	1001	1101	256 (1/4K)

TABEL 4/2.3.6-1

steld door een code op de DIL-schakelaars te kiezen. Nadere gegevens staan in de bouwbeschrijvingen. Om het instellen van deze schakelars te vereenvoudigen zijn in de tabel ook de binaire codes van de hoogste adressen uit ieder gebied aangegeven. Iedere "1" komt overeen met een gesloten DIL-schakelaar op de kaart, iedere "0" met een open schakelaar.

Het opstarten van het programma
Eerst nog enige opmerkingen.
Het programma maakt alleen gebruik van de kleuren wit en zwart (achtergrond), zodat het niet noodzakelijk is een KTV of RGB-monitor aan te sluiten. Men kan het best een monochrome monitor met groen scherm gebruiken. Het programma is echter niet beveiligd en men kan eventueel de kleuren van de verschillende schermen die door het programma worden samengesteld aan de eigen wensen van kunstzinnige aspiraties aanpassen.

Het starten, dus.
Duw de diskette in het loopwerk en laad het programma met:
LOAD "SYNCOM 2.1",8| ← |
en start na het laden met:
RUN | ← |
Hierbij stelt | ← | het indrukken van de RETURN-toets voor.
De computer zal nu eerst de machinecode van de diskette laden. Deze machine-code SYN.MCD, waarvan de assembler-listing op het eind van dit hoofdstuk is opgenomen, werd samengesteld met de assembler PROFIASS van Data-Becker. Deze duitse boeken en software leverancier wordt in Nederland vertegenwoordigd door Data Becker Nederland, postbus 8411, 3503 RK Utrecht, telefoon 030-430254, toestel 39. Nadien werd het geassembleerde programma met een monitor-programma op de diskette ge-SAVE'd.

Na enige seconden verschijnt het hoofd-menu op het scherm.
Men kan kiezen tussen:
0 INDEX
1 SOUNDCONTROL
2 LOAD/SAVE/COPY/NAME/
ASSIGN SOUNDS

2.3 Het MSS-synthesizer systeem

3 GATEPROGRAMMER
4 LOAD/SAVE/COPY/NAME/
ASSIGN GATE
5 ANALOGUESEQUENCER
6 LOAD/SAVE/COPY/NAME/
ASSIGN SEQUENCER
7 COMPOSER
8 LOAD/SAVER/
NAME COMPOSER

Ieder menu-nummer wordt een page genoemd en de pages kunnen worden geselecteerd door het intoetsen van het page-nummer. Op de oneven page-nummers worden de parameters van de verschillende functies ingesteld, de daaropvolgende even page-nummers worden gebruikt voor het laden, saven, benoemen, kopiëren en aanroepen van de ingestelde parameters.
Omdat er slechts één kompositie in de computer kan zitten heeft het geen zin page 8 uit te breiden met een COPY en ASSIGN functie.

Op iedere LOAD/SAVE/etc.page verschijnt een overzicht van de momenteel ter beschikking staande instellingen. De gewenste functie (LOAD, SAVE, etc) wordt geselecteerd door het intoetsen van de eerste letter van de functie. Deze worden op het beeldscherm diapositief (=geïnverteerd) geschreven.

Beschrijving van de functies
– L (LOAD):
Laden van data-files (geluiden, gate-instellingen, sequenties, composities) van de diskette. Men moet het nummer van de gewenste file opgeven (niet de volledige naam!), nadien wordt de file opgezocht en geladen. Denk er aan dat de instellingen die op dat moment in het geheugen van de computer aanwezig zijn worden overschreven door de nieuwe data! Dus eerste SAVE-en.
– S (SAVE):
de in het geheugen van de computer aanwezige gegevens worden als file naar de diskette gestuurd. De computer vraagt eerst het toegewezen nummer op en start de SAVE. Een reeds op de diskette aanwezige file met hetzelfde nummer wordt gewist.

Enige opmerkingen over het laden en saven.
1 – De file-types worden als volgt benoemd:
Sounds: SOUND 16X
Gates: GATE 16X
Sequenties: SEQUENCE 16X
waarbij X staat voor het file-nummer.
Composities kunnen vrij worden benoemd.
2 – Het is aan te bevelen de moederdiskette met het programma te copiëren en zorgvuldig te bewaren. Voor het opnemen van de gegevens kan men het best een afzonderlijke geformateerde schijf gebruiken.

– N (NAME):
het benoemen van de sounds, gates, etc. Eerst wordt het nummer opgevraagd, nadien de naam.
– C (COPY):
copiëren van sounds, gates, etc. De computer vraagt eerst de bron en nadien de bestemming op. De instellingen die zich eventueel reeds op de bestemming in het geheugen bevinden worden overschreven! Met deze functie kan men een reeds bestaande sound copiëren en er nadien kleine wijzigingen in aanbrengen, zonder dat de originele instelling verloren gaat. Ideaal dus om met de mogelijkheden van het systeem te experimen-

teren. Deze functie is bij COMPOSER niet beschikbaar.

– A (ASSIGN):
bij deze functie worden vier getallen voor de vier veschillende of identieke sounds (gates, etc) opgevraagd, die nadien aan de vier sound-groepen (gates, etc) worden toegekend. Nadien wordt gevraagd welke groep op het scherm moet worden vooorgesteld. Nadien springt het programma naar de oneven page en kan men de sound (gate, etc) gaan wijzigen.
Bij de gate wordt slechts één getal opgevraagd, omdat het programma maar één gate-groep op het scherm kan zetten.
Deze functie vervalt bij COMPOSER.

– D (DIR):
de inhoud van de diskette verschijnt op het scherm, zonder programma- of gegevenverlies. Vergeetachtige componisten kunnen dus voor het laden of saven even controleren welke files er reeds op de diskette staan.

Cursor-besturing

In de subroutines SOUNDCONTROL, GATEPROGRAMMER en ANALOGUESEQUNCER worden de onderstaande toetsen voor het bewegen van de cursor gebruikt:

> beweging naar rechts;
> beweging naar links;
+ beweging naar boven;
– beweging naar onder.

Een zeer logisch systeem, waar geen misverstanden over kunnen ontstaan!
Het opvragen van de toetsenbord-codes gebeurt in de programmaregels 1900 (SOUNDCONTROL), 5200 (GATEPROGRAMMER) en 7200 (SEQUENCER). Het is mogelijk andere stuurcodes in te lassen, de toetsenbord-code staat op adres 203 en wordt met PEEK (203) opgevraagd.

SOUNCONTROL (page 1)

Op het scherm verschijnt een staaf-diagram waarbij de lengte van iedere balk de grootte van een parameter voorstelt. Op de onderste regel van het scherm staat een identificatie-letter onder iedere balk. Dit is de eerste letter van de parameter die door de balk wordt gerepresenteerd.
Op de rechterzijde van het scherm verschijnt de door middel van de cursor geselecteerde parameter voluit, bijvoorbeeld VCF-ATT. De cursor heeft de vorm ↑ en kan op de onderste beeldrand met de cursor-toetsen > en < heen en weer worden bewogen.
Naast de volledige naam van de parameter geeft de rechter beeldrand ook nog de numerieke waarde van de parameter weer en de groep waarvan de parameter deel uitmaakt. Deze laatste informatie is diapositief afgebeeld.

Het beeldscherm van de Commodore is niet groot genoeg om alle parameters van de sound-control overzichtelijk samen te vatten. Vandaar dat deze page is onderverdeeld in twee deel-pages, namelijk page 1.1 voor SOUNDCONTROL 1 en page 1.2 voor SOUNDCONTROL 2. De eerste subpagina behandelt alle parameters voor het instellen van een voice-kaart, de tweede voor het instellen van een expander-kaart.
Ieder scherm heeft aan de rechter rand een zogenoemde FREE parameter. Deze kan men zelf aan een nieuwe parameter toekennen, zoals bijvoorbeeld een spanningsgestuurde equalizer.
Heen en weer schakelen tussen beide sub-pages gebeurt door het indrukken

van de C-toets (de C van CHANGE!). Uit het hoofd-menu of page 2 komt men steeds in sub-page 1.1 terecht.

Nadat men de ↑ -cursor op de gewenste parameter heeft gezet kan men de waarde van deze parameter met de en − toetsen vergroten of verkleinen. Drukken op Z voert ons terug naar het hoofd-menu, toets Y geeft toegang tot de LOAD/SAVE/etc page.
Wil men de vrije parameters benoemen of de volorde van de parameters op het scherm wijzigingen, dan moet men de DATA-gegevens in de regels 120-150 aanpassen en de afkortingen in de string B$ in de regels 1002 en 1502.
Op deze manier is het mogelijk ook andere apparaten dan onze synthesizer softwarematig aan te sturen. De enige voorwaarde is dat het apparaat via de analoge interface met gelijkspanningen aan te sturen is.

GATEPROGRAMMER (page 3)
Op het scherm verschijnt een grafische voorstelling van de acht impulskanalen. De acht kanalen bevinden zich boven elkaar op het scherm onder de vorm van acht horizontale balken. Ieder impuls op een van de kanalen wordt voorgesteld door een zwart vlakje in de balk. De tijdvolgorde wordt boven de bovenste kolom in diapositief aangegeven. De cursor kan met de toetsen +, −, > en < naar ieder gewenst vlakje van een balk worden gestuurd en een puls gezet. Dit gebeurt door het drukken op de S-toets (van SET). Een puls kan weer worden gewist door het drukken op de C-toets (CLEAR).
Ook nu stuurt toets Z het programma terug naar het hoofd-menu en komt men na druk op Y in de LOAD/SAVE/etc-page.

De voor deze gateprogrammer noodzakelijke hardware is uitvoerig beschreven in hoofdstuk 4/2.3.5.

ANALOGUESEQUENCER (page 5)
Men kan vier volledig onafhankelijk van elkaar staande sequenties programmeren. Omdat de grafische voorstelling van dit proces is aangepast aan die van de in de handel zijnde analoge sequencers, hebben wij deze routine ANALOGUE genoemd, dat ondanks het feit dat alle gegevens uiteraard digitaal worden opgewekt en eerst na bewerking in de digitaal naar analoog omzetter als analoge spanningen ter beschikking staan.

Op het scherm verschijnen de 64 stappen van een sequencer-file onder de vorm van 4 groepen met ieder 16 stappen. De eerste noot van de sequentie staat in de linker bovenhoek, de 16de in linker onderzoek. De allerlaatste vindt men terug in de rechter onderhoek.
Iedere noot wordt op de gebruikelijke manier vorgesteld door een letter of letter-combinatie voor de noot en een cijfer voor het octaaf.
Voorbeelden: C##2, CIS1, D##3, etc.
Het #-teken verschijnt niet op het scherm, is echter hier in de tekst ingevoegd omdat de op het scherm verschijnende spaties door het uitvulsysteem van de elektronische zetmachine die deze tekst zet verloren zouden gaan.
Het octaaf-gebied loopt van 0 tot en met 5. Verschijnt een code diapositief op het scherm, dan wil dit zeggen dat op dat moment ook een gate-impuls voor de sequencer is ingesteld.

2.3 Het MSS-synthesizer systeem

De cursor verschijnt na het intoetsen van de waarde van de eerste stap in de linker bovenhoek van het scherm en deze cursor kan nadien worden gebruikt voor het selecteren van een stap uit het proces.

Op een tweede scherm verschijnt het verband tussen de sequenties en de vier beschikbare files. De op het beeldscherm voorgestelde sequenties worden daarbij diapostief geprint.
Naast de vier reeds overbekende cursortoetsen heeft men de beschikking over:
- toets Z (zero page):
terug naar het hoofd-menu
- toets Y:
naar LOAD/SPACE/etc van de sequencer
- toets D (direct):
selecteren van de direct-modus
- toets H (higher):
verhoging van de met de cursor geselecteerde noot in halftoonstappen
- toets L (lower):
verlaging van de met de cursor geselecteerde noot in halftoonstappen
- toets S (set):
aanbrengen van een gate-impuls op de met de cursor ingestelde plaats
- toets C (clear):
wissen van een gate-impuls op de met de cursor aangegeven plaats.

In de direct-modus (D) heeft men bovendien de volgende bedieningsfuncties:
- toets R (return):
terug naar de normaal-modus (zie hoger)
- toets S (set all):
instellen van alle sequentie-tonen op een bepaalde noot. Er moet een getal worden ingetoetst, waarbij 0 staat voor C0, 1 voor CIS0, 2 voor D0, etc. De getals-eenheid komt dus overeen met een halftoon, zodat 12 staat voor C1.
- toets T (transpose):
het verlagen of verhogen van alle tonen van een sequentie over een bepaald aantal halftonen. Men kan daarbij maximaal 1 octaaf verschuiven. Men toetst een getal tussen 1 en 12 in, voorafgegaan door een + of – teken. Men mag echter het bereik C0 tot en met DIS5 niet overschrijden, daar de computer anders een foutmelding geeft.

Wijzigingen aan de basis-kaarten
Wil men iedere sequencer zijn eigen gate-functie toekennen, dan moet men enige wijzigingen in de beschreven elektronica aanbrengen.
De aansluitingen D0 en D1 van de D/A-omzetter AD 553 worden losgekoppeld. De twee vrijgekomen ingangen van het IC worden met de massa verbonden. Beide laagste bits zijn immers steeds "L". D0 (RAM-uitgang) wordt rechtstreeks als gate-uitgang gebruikt. Om kortsluitingen te vermijden wordt er echter een begrenzingsweerstand van 1 kΩ tussen de IC-uitgang en de aansluiting op het frontplaatje aangebracht. De software is zo geschreven dat D0 op "H" wordt gezet als een gate-impuls werd geprogrammeerd. Omdat dit echter geen invloed op de toonhoogte mag hebben moeten de twee laagste ingangen van de D/A omzetter op "L" worden ingesteld.
Enige opmerkingen over het genereren van de klok-pulsen voor de gate-programmer en de sequencer.
Beide schakelingen hebben twee-signalen nodig: clock en reset. Beide signalen moeten TTL-compatibel zijn, de clock reageert op een "H"→"L"-overgang,

2.3 Het MSS-synthesizer systeem

de reset zet de schakelingen terug op de eerste stap bij een "H".
Bij externe synchronisatie moeten beide signalen op de een of anere manier worden opgewekt.
Men kan daarbij als volgt tewerk gaan. Eén klok-oscillator wordt als masterklok gebruikt. De frequentie van dit signaal kan men een 470 kΩ logaritmische potentiometer, aangebracht op de frontplaat, worden ingesteld. De condensator die de frequentie mede bepaalt (C_t op de basisprint van de interface) wordt verhoogd tot 0,1 á 0,47 μF. Dit masterklok signaal wordt aan alle overige sequencers en gate programmers aangeboden.

Het reset-signaal wordt afgeleid uit een van de uitgangen van gate programmer, bijvoorbeeld uitgang 8. Deze uitgang wordt verbonden met de reset-ingang van de gate programmer. Als er een "H" op deze achtste uitgang verschijnt zal de print gereset worden, waardoor de achtste uitgang weer onmiddellijk naar "L" gaat. Op deze uitgang verschijnt dus een zeer smalle positieve puls, die kan worden gebruikt voor het resetten van alle overige printen.
Het is op deze manier bovendien mogelijk het reset-moment softwarematig vast te leggen. Men moet dan het resetmoment op kanaal 8 van de gate-programmer door een puls vastleggen.
Zonder deze externe reset-mogelijkheid zal het systeem zichzelf resetten na stap 33. Dit komt overeen met het eerste niet meer zichtbare punt aan de rechter beeldrand.

VOORWOORD BIJ DE PROGRAMMALISTINGS

In dit naslagwerk worden alle programmalistings precies zo gepubliceerd als ze er op het scherm uitzien. Dit betekent dat in de listings bepaalde besturingstekens voor kunnen komen. Deze tekens hebben de volgende betekenis.

De beide sets hebben betrekking op de twee karakter-sets die zich in de Commodore-64 bevinden. Is een listing in hoofdletters geschreven, dan geldt set 1. Is de listing in kleine letters geschreven dan is set 2 van toepassing.

Functie	SET1	SET2
Cursor links	[illegible]	[illegible]
Cursor rechts	[illegible]	[illegible]
Cursor laag	[illegible]	[illegible]
Cursor hoog	[illegible]	[illegible]
Home	[illegible]	[illegible]
Clear	[illegible]	[illegible]
Functietoets 1	[illegible]	[illegible]
Functietoets 2	[illegible]	[illegible]
Functietoets 3	[illegible]	[illegible]
Functietoets 4	[illegible]	[illegible]
Functietoets 5	[illegible]	[illegible]
Functietoets 6	[illegible]	[illegible]
Functietoets 7	[illegible]	[illegible]
Functietoets 8	[illegible]	[illegible]
Zwart (CTRL-1)	[illegible]	[illegible]
Wit (CTRL-2)	[illegible]	[illegible]
Rood (CTRL-3)	[illegible]	[illegible]
Cyaan (CTRL-4)	[illegible]	[illegible]
Paars (CTRL-5)	[illegible]	[illegible]
Groen (CTRL-6)	[illegible]	[illegible]
Blauw (CTRL-7)	[illegible]	[illegible]
Geel (CTRL-8)	[illegible]	[illegible]
Oranje (Commodore-1)	[illegible]	[illegible]
Bruin (Commodore-2)	[illegible]	[illegible]
Lichtrood (Commodore-3)	[illegible]	[illegible]
Grijs 1 (Commodore-4)	[illegible]	[illegible]
Grijs 2 (Commodore-5)	[illegible]	[illegible]
Lichtgroen (Commodore-6)	[illegible]	[illegible]
Lichtblauw (Commodore-7)	[illegible]	[illegible]
Grijs 3 (Commodore-8)	[illegible]	[illegible]
Reverse aan (CTRL-9)	[illegible]	[illegible]
Reverse uit (CTRL-0)	[illegible]	[illegible]

2.3 Het MSS-synthesizer systeem

```
1 DATA 162,8,160,1,32,186,255,169,7,162,144,160,201,32,189,255,169,0
2 DATA 32,213,255,96
3 POKE53280,0:POKE53281,0:PRINT"▒▒":POKE56,96:RUN4
4 FORI=51616TO51637:READC:POKEI,C:NEXT
5 FI$="SYN.MCD":FORI=1TO7:POKE51599+I,ASC(MID$(FI$,I,1)):NEXT:SYS51616
10 POKE53272,21
14 I0%=32512:IP%=7936:IG%=7680
16 IQ%=7424:IR%=7168:IS%=6912:IT%=6656
20 FORI=38400TO39423:POKEI,0:NEXT
22 FORI=0TO7:PO(I)=2↑I:NEXT
100 DIMP$(64),PW%(64),SN$(16),GA%(64),G$(16),TN$(64),S%(64),SQ$(16),C(11)
110 FORI=1TO16:SN$(I)="SOUND":G$(I)="GATE":SQ$(I)="SEQU.":NEXT
122 DATA"VCO-TONE","VCO-FINE","PULSEWID","VCO2-TON"
124 DATA"VCO2-FIN","▒⊓⊔⊓⊔VCO1","▒////VCO1"
126 DATA"▒/\/\VCO1","▒⊓⊔⊓⊔VCO2","▒////VCO2","▒/\/\VCO2"
128 DATA"▒HARDSYNC","▒ADD.SW. ","▒ENV-POL.","▒VCF FREQ"
130 DATA"VCF FINE","VCF ATT.","VCF DEC.","VCF SUS."
132 DATA"VCF REL.","VCF-ENV.","VCF-EMPH","VCA ATT."
134 DATA"VCA DEC.","VCA SUS.","VCA REL.","VCA GAIN"
136 DATA"FREE 1   ","FREE 2   ","FREE 3   ","FREE 4   ","FREE 5   "
137 DATA"▒FRQ.LFO1","▒WV0 LFO1","▒WV1 LFO1","▒AMP.LFO1"
138 DATA"▒BS0 LFO1","BS1 LFO1","▒BS2 LFO1","▒FRQ.LFO2"
140 DATA"▒WV0 LFO2","▒WV1 LFO2","▒AMP.LFO2","▒BS0 LFO2"
142 DATA"BS1 LFO2","▒BS2 LFO2","▒FRQ.LFO3","▒WV0 LFO3"
144 DATA"▒WV1 LFO3","▒AMP.LFO3","▒BS0 LFO3","BS1 LFO3"
146 DATA"▒BS2 LFO3","▒FRQ.LFO4","▒WV0 LFO4","▒WV1 LFO4"
148 DATA"▒AMP.LFO4","▒BS0 LFO4","BS1 LFO4","▒BS2 LFO4"
150 DATA"▒NOISE    ","S&H AMP.","FREE 6   ","FREE 7   "
160 FORI=0TO63:READP$(I):NEXT
162 OP$="▒▒▒▒▒▒▒▒▒▒▒▒▒▒▒▒▒▒▒▒▒▒▒▒▒▒▒▒▒▒▒▒▒▒▒▒▒▒▒▒▒"
310 FORI=0TO11:FORK=0TO4
312 IFI=0THENTN$(12*K+I)="C  "+STR$(K)
313 IFI=1THENTN$(12*K+I)="CIS"+STR$(K)
314 IFI=2THENTN$(12*K+I)="D  "+STR$(K)
315 IFI=3THENTN$(12*K+I)="DIS"+STR$(K)
316 IFI=4THENTN$(12*K+I)="E  "+STR$(K)
317 IFI=5THENTN$(12*K+I)="F  "+STR$(K)
318 IFI=6THENTN$(12*K+I)="FIS"+STR$(K)
319 IFI=7THENTN$(12*K+I)="G  "+STR$(K)
320 IFI=8THENTN$(12*K+I)="GIS"+STR$(K)
321 IFI=9THENTN$(12*K+I)="A  "+STR$(K)
322 IFI=10THENTN$(12*K+I)="B  "+STR$(K)
324 IFI=11THENTN$(12*K+I)="H  "+STR$(K)
326 NEXT:NEXT:TN$(60)="C   5":TN$(61)="CIS 5":TN$(62)="D   5":TN$(63)="DIS 5"
500 PRINT"▒▒SYNTROL - SYNTHESIZER-CONTROL-PROGRAM"
502 PRINT"▒PAGE 0:         INDEX"
510 PRINT"AVAILABLE PAGES:":PRINT:GOSUB10030
520 PRINT"PAGE-NR. FUNCTION":PRINT"NR."
600 PRINT"▒0▒  INDEX"
602 PRINT"▒1▒  SOUNDCONTROL"
604 PRINT"▒2▒  LOAD/SAVE/CALL/NAME/ASSIGN SOUND"
606 PRINT"▒3▒  GATE-PROGRAMMER"
608 PRINT"▒4▒  LOAD/SAVE/CALL/NAME/ASSIGN GATE"
610 PRINT"▒5▒  ANALOGSEQUENCER"
612 PRINT"▒6▒  LOAD/SAVE/CALL/NAME/ASSIGN SEQUENCER"
614 PRINT"▒7▒  COMPOSER"
616 PRINT"▒8▒  LOAD/SAVE COMPOSER":PRINT:GOSUB10030
700 POKE198,0:PRINT"▒CODE-NR.:":INPUT"▒▒";C:IFC<1ORC>8THEN700
710 ONCGOTO1000,2000,5000,6000,8000,9000,3000,4000

READY.
```

TABEL 4/2.3.6-2: BASIC-programma, deel 1.

2.3 Het MSS-synthesizer systeem

```
1000 PRINT"P1.1:SOUNDCONTROL 1 NR.:"N(DI);
1002 B$="TFPTFPSTPSTHSPCFADSREQADSRIFFFFF":OF=0:A0=40704
1004 GOSUB1800:IF CO=12 THEN 500
1006 IF CO=20 THEN 1500
1008 GOTO2000
1500 PRINT"P1.2:SOUNDCONTROL 2 NR.:"N(DI);
1502 B$="FWFABUSFWFABUSFWFABUSFWFABUSNSFF":OF=32
1504 GOSUB1800:IF CO=12 THEN 500
1506 IF CO=20 THEN 1000
1508 GOTO2000
1800 PRINT"NAME:"SN$(N(DI)):FORI=1TO4:CC$(I)=" ":NEXT:CC$(DI)=" "
1802 PRINT" "B$
1804 PRINTOP$"ASSIGN:":PRINTOP$"1:"CC$(1);SN$(N(1))
1806 PRINTOP$"2:"CC$(2);SN$(N(2))
1808 PRINTOP$"3:"CC$(3);SN$(N(3)):PRINTOP$"4:"CC$(4);SN$(N(4))
1810 PRINTOP$"PARAM."OP$"________"OP$"‾‾‾‾‾‾‾‾"OP$;P$(OF)
1812 Z0=1024+21*40:Z1=Z0+40:Z2=Z0-40:SV=97:A1=38336+N(DI)*64:A0=40704+(DI-1)*64
1814 F0=55296+21*40:F1=F0+40:F2=F0-40:X=0:PF=30:POKEZ0+40,PF:POKEF0+40,1
1816 FORI=0TO31:FORK=1TOINT(1+PW%(I+OF)/2):POKEZ1+I-40*K,SV:POKEF1+I-40*K,1
1818 NEXT:NEXT
1900 CO=PEEK(203)
1902 IFCO=44ANDX<31THENX=X+1:PRINTOP$+P$(X+OF):GOSUB1930:GOSUB1916:GOTO1900
1904 IFCO=47ANDX>0THENX=X-1:PRINTOP$+P$(X+OF):GOSUB1930:GOSUB1918:GOTO1900
1906 IFCO=40ANDPW%(X+OF)<40THENPW%(X+OF)=PW%(X+OF)+1:GOSUB1928:GOSUB1920:GOTO190
0
1908 IFCO=43ANDPW%(X+OF)>0THENPW%(X+OF)=PW%(X+OF)-1:GOSUB1928:GOSUB1924:GOTO1900
1910 IFCO=12 OR CO=20 THEN RETURN
1912 IF CO=25 THEN FORI=0TO63:POKEA1+I,4*PW%(I):NEXT:RETURN
1914 GOTO1900
1916 POKEZ1+X,PF:POKEF1+X,1:POKEZ1+X-1,32:RETURN
1918 POKEZ1+X,PF:POKEF1+X,1:POKEZ1+X+1,32:RETURN
1920 PA=X-40*INT(PW%(X+OF)/2):IF(PW%(X+OF)AND1)=1THENPOKEZ0+PA,SV:POKEF0+PA,1:RE
TURN
1922 POKEZ0+PA,123:POKEF0+PA,1:RETURN
1924 IF(PW%(X+OF)AND1)=1THENPOKEZ2+X-40*INT(PW%(X+OF)/2),123:RETURN
1926 POKEZ2+X-40*INT(PW%(X+OF)/2),32:RETURN
1928 POKEA0+X+OF,4*PW%(X+OF)
1930 PRINTOP$"      "PW%(X+OF):RETURN

READY.

2000 PRINT"P2: LOAD/SAVE/NAME/CALL/ASSIGN SOUND"
2004 PRINT"AVAILABLE SOUNDS:":PRINT:PRINT"NR.","NAME":PRINT
2010 FORI=1TO16:PRINTI,SN$(I):NEXT:PRINT:GOSUB10050
2020 IFM$="L"THEN2200
2022 IFM$="S"THEN2300
2024 IFM$="C"THEN2070
2026 IFM$="D"THENGOSUB21000:GOTO2000
2028 IFM$<>"N"THEN2050
2030 PRINT"NR.                    ":INPUT"";N:IFN<1ORN>16THEN2032
2040 PRINT"NAME(MAX. 6 CHAR.):":INPUT"";SN$(N):SN$(N)=LEFT$(SN$(N),6):GOTO200
0
2050 PRINT"SOUND-NR. FOR GROUP1,2,3,4":INPUT"";N(1),N(2),N(3),N(4)
2052 IFN(1)<1ORN(2)<1ORN(3)<1ORN(4)<1THENPRINT"ERROR":GOTO2050
2054 IFN(1)>16ORN(2)>16ORN(3)>16ORN(4)>16THENPRINT"ERROR":GOTO2050
2056 PRINT"DISPLAY-NR. (1...4)":INPUT"";DI:IFDI<1ORDI>4THENPRINT"ERROR":GOTO2
050
2060 A1=38336+64*N(DI):MI=4:FORI=0TO63:PW%(I)=(PEEK(A1+I))/MI:NEXT
2068 FORI=1TO4:POKE51423+I,N(I)-1:NEXT:SYS51440:GOTO1000
2070 GOSUB10060:INPUT"";N1,N2:IFN1*N2<1ORN1>16ORN2>16THENPRINT"ERROR":GOTO201
2

READY.
```

TABEL 4/2.3.6-2: BASIC-programma, deel 2.

2.3 Het MSS-synthesizer systeem

```
2200 PRINTTAB(10)"▒LOADING SOUNDFILE":PRINT
2210 PRINT:PRINT"INPUT FILENUMBER(SOUNDS IN COMPUTER ARE SCRATCHED):"
2220 OPEN15,8,15:INPUT"██";F:FI$="SOUND16"+STR$(F)+",S,R":OPEN2,8,2,FI$
2250 GOSUB20000:A0=38400:FORI=0TO1023:INPUT#2,X:POKEA0+I,X:NEXT
2260 FORI=1TO16:INPUT#2,SN$(I):NEXT:CLOSE2:GOSUB20000:CLOSE15:GOTO2000
2300 PRINTTAB(10)"▒SAVING SOUNDFILE":PRINT:PRINT"INPUT FILENUMBER:"
2311 PRINT"▒ATTENTION▒!IF THIS FILE EXISTS ON DISK":PRINT"IT WILL BE SCRATCHED!
2320 INPUT"██";F:FI$="@0:SOUND16"+STR$(F)
2350 OPEN15,8,15:FI$=FI$+",S,W":OPEN2,8,2,FI$
2360 GOSUB20000:A0=38400:FORI=0TO1023:PRINT#2,PEEK(A0+I):NEXT
2370 FORI=1TO16:PRINT#2,SN$(I):NEXT:CLOSE2:GOSUB20000:CLOSE15:GOTO2000

READY.

5000 PRINT"▒▒PAGE 3:GATE-PROG. ▒NAME:"G$(M)"(NR."M")"
5004 IA=40448:A0=37376:K=64:A1=A0-K+M*K
5006 FORI=0TO31:GA%(I)=PEEK(A1+I):POKEIA+I,GA%(I):NEXT
5012 R1$="||||||||||||||||||||||||||||||||"
5014 R2$="________________________________"
5020 PRINT:PRINT" 1   5   9   13  17  21  25  29"
5030 FORI=1TO8:PRINT"  " R2$:PRINT"█"I;R1$:NEXT:PRINT"  "R2$
5040 POKE51344,M-1:SYS 51345
5058 PRINT:PRINT"   ▒<▒=LEFT  ▒>▒=RIGHT  ▒+▒=DOWN  ▒-▒=UP"
5060 PRINT"▒S▒=SET/▒C▒=CLEAR/▒Z▒=INDEX/▒Y▒=NAME-GATE/▒X▒=ASQ"
5100 LE=100:PK=81:WI=76:PF=30:Z0=1024+202:F0=55296+162:X=0:Z=0:POKEZ0,PF
5200 CO=PEEK(203):IFCO=12THEN500
5204 IFCO=25THENFORI=0TO31:POKEA1+I,GA%(I):NEXT:GOTO6000
5210 IFCO=44ANDX<31THENX=X+1:PX=80*Z+X:POKEZ0+PX,PF:POKEZ0+PX-1,LE:POKEF0+PX,1:G
OTO5200
5220 IFCO=47ANDX>0THENX=X-1:PX=80*Z+X:POKEZ0+PX,PF:POKEZ0+PX+1,LE:POKEF0+PX,1:GO
TO5200
5230 IFCO=43ANDZ<7THENZ=Z+1:PX=80*Z+X:POKEZ0+PX-80,LE:POKEZ0+PX,PF:POKEF0+PX,1:G
OTO5200
5240 IFCO=40ANDZ>0THENZ=Z-1:PX=80*Z+X:POKEZ0+PX+80,LE:POKEZ0+PX,PF:POKEF0+PX,1:G
OTO5200
5300 IFCO=13THENPOKEZ0+PX-40,PK:POKEF0+PX-40,1:GA%(X)=GA%(X)ORPO(Z):GOSUB5500:GO
TO5200
5310 IFCO=20THENPOKEZ0+PX-40,WI:GA%(X)=GA%(X)AND(255-PO(Z)):GOSUB5500:GOTO5200
5400 GOTO5200
5500 POKEA0+X,GA%(X):RETURN
6000 PRINT"▒▒PAGE 6 : LOAD/SAVE/NAME/CALL GATE-ARRAYS"
6002 PRINT:PRINT"AVAILABLE ARRAYS:":PRINT:PRINT"▒NR.","NAME"
6010 FORI=1TO16:PRINTI,G$(I):NEXT:PRINT:GOSUB10020:GOSUB10050
6020 IFM$="L"THEN6200
6022 IFM$="S"THEN6300
6024 IFM$="C"THEN6070
6026 IFM$<>"N"THEN6050
6030 PRINT"▒NR.                ":INPUT"██";M:IFM<1ORM>16THEN6030
6040 PRINT"▒NAME:":INPUT"██";G$(M):GOTO6000
6050 PRINT"▒GATE-NR.":INPUT"██";M
6052 IFM<1ORM>16THENPRINT"▒ERROR":GOTO6002
6060 POKE51344,M:SYS51552:GOTO5000
6070 GOSUB10060:INPUT"██";J1,J2:IFJ1*J2<1ORJ1>16ORJ2>16THENPRINT"▒ERROR":GOTO601
2
6076 AS%=28608+64*J1:AD%=28608+64*J2
6078 FORI=0TO63:POKEAD%+I,PEEK(AS%+I):NEXT:G$(J2)=G$(J1):GOTO6000
6200 PRINTTAB(5)"▒LOADING GATEFILE":PRINT
6210 PRINT:PRINT"INPUT FILENUMBER(SOUNDS IN COMPUTER ARE SCRATCHED):"
6220 INPUT"██";F:FI$="GATE16"+STR$(F)+",S,R":OPEN2,8,2,FI$:GOSUB20000
6250 A0=37376:FORI=0TO1023:INPUT#2,X:POKEA0+I,X:NEXT
6260 FORI=1TO16:INPUT#2,G $(I):NEXT:CLOSE2:GOTO6000
6300 PRINTTAB(5)"▒SAVING GATEFILE":PRINT:PRINT"INPUT FILENUMBER:"
6312 PRINT"▒ATTENTION▒!IF FILE EXISTS IT WILL BE SCRATCHED ON DISKETTE!"
6320 INPUT"██";F:FI$="GATE16"+STR$(F)
6330 OPEN15,8,15:PRINT#15,"S:"FI$:CLOSE15
6350 FI$=FI$+",S,W":OPEN2,8,2,FI$:GOSUB20000
6360 A0=37376:FORI=0TO1023:PRINT#2,PEEK(A0+I):NEXT
6370 FORI=1TO16:PRINT#2,G $(I):NEXT:CLOSE2:GOTO6000

READY.
```

TABEL 4/2.3.6-2: BASIC-programma, deel 3.

2.3 Het MSS-synthesizer systeem

```
8000 FORI=1TO4:CQ$(I)="■":NEXT:CQ$(DQ)="▣"
8002 PRINT"▢▣PAGE 8   SEQUENCER:■ ASSIGN 1/2/3/4:"
8004 FORI=1TO3:PRINTCQ$(I);SQ$(L(I))"■/";:NEXT:PRINTCQ$(4);SQ$(L(I))
8006 IS=33424:A0=IS+(DQ-1)*256:A1=36352+64*(L(DQ)-1)
8010 PRINT:PRINT" STEP      TONE      TONE      TONE      TONE"
8020 FORZ=0TO15:POKE214,Z+3:PRINT:PRINTZ+1;:FORS=0TO3:POKE211,10+8*S:I=Z+16*S
8022 IV$="■":IF(S%(I)AND1)=1THENIV$="▣"
8024 PRINTIV$;TN$(S%(I)/4);:NEXT:NEXT
8030 Z0=1024+4*40+15:F0=55296+4*40+15:PF=188
8034 POKE214,20:PRINT:POKE211,0:S=0:Z=0:GOSUB8500
8038 PRINT" ▣NORMAL-MODE:■ ▣T■AKE/▣H■IGH/▣L■OW/▣D■IRECT/▣Z■ERO"
8100 CO=PEEK(203):IFCO=12THEN500
8102 IFCO=25THENFORI=0TO63:POKEA1+I,S%(I):NEXT:GOTO9000
8110 IFCO=18THEN8300
8120 I=Z+16*S
8150 IFCO=42ANDS%(I)>3THENS%(I)=S%(I)-4:GOSUB8400:GOTO8100
8160 IFCO=29ANDS%(I)<251THENS%(I)=S%(I)+4:GOSUB8400:GOTO8100
8170 IFCO=13AND(S%(I)AND1)=0THENS%(I)=S%(I)+1:GOSUB8400:GOTO8100
8172 IFCO=20AND(S%(I)AND1)=1THENS%(I)=S%(I)-1:GOSUB8400:GOTO8100
8200 IFCO=44ANDS<3THENS=S+1:GOSUB8500:POKEZ0+8*(S-1)+40*Z,32:GOTO8100
8202 IFCO=47ANDS>0THENS=S-1:GOSUB8500:POKEZ0+8*(S+1)+40*Z,32:GOTO8100
8204 IFCO=40ANDZ>0THENZ=Z-1:GOSUB8500:POKEZ0+8*S+40*(Z+1),32:GOTO8100
8206 IFCO=43ANDZ<15THENZ=Z+1:GOSUB8500:POKEZ0+8*S+40*(Z-1),32:GOTO8100
8210 IFCO=22THENS%(I)=S%(I-1):GOSUB8400:GOTO8100
8290 GOTO8100
8300 POKE214,20:PRINT:POKE211,0
8302 PRINT" ▣DIREKT-MODE■:▣S■ET/▣T■RANSPOSE ALL/▣R■ETURN  "
8310 CO=PEEK(203):IFCO=17THEN8090
8312 IFCO=13THEN8320
8314 IFCO=22THEN8340
8318 GOTO8310
8320 PRINT"□  ▣SET ALL:■ INPUT-VALUE (0....63)        ":POKE198,0
8322 INPUT"■■";T%:FORI=0TO63:S%(I)=4*T%:POKEA0+I,S%(I):NEXT:GOTO8000
8340 PRINT"□  ▣TRANSPOSE ALL:■ INPUT-VALUE(-12...+12)":POKE198,0
8342 INPUTT%:FORI=0TO63:S%(I)=S%(I)+4*T%:POKEA0+I,S%(I):NEXT:GOTO8000
8400 POKE214,Z+3:PRINT:POKE211,8*S+10:IF(S%(I)AND1)=1THENPRINT"▣";
8402 POKEA0+I,S%(I):PRINTTN$(S%(I)/4);:RETURN
8410 POKE216,Z+2:PRINT:POKE198,20*S:PRINTI+1;
8412 POKE198,20*S+10:IF(S%(I)AND1)=1THENPRINT"▣";
8414 PRINTTN$(S%(I)/4):RETURN
8500 B0=8*S+40*Z:POKEF0+B0,1:POKEZ0+B0,PF:RETURN
READY.

9000 PRINT"▢"TAB(15)"▣PAGE 9 : LOAD/SAVE/NAME/CALL SEQUENCES"
9002 PRINT"AVAILABLE SEQUENCES:":PRINT:PRINT"NR.","NAME":PRINT
9010 FORI=1TO16:PRINTI,SQ$(I):NEXT:PRINT:GOSUB10020:GOSUB10050
9020 IFM$="L"THEN9200
9022 IFM$="S"THEN9300
9024 IFM$="C"THEN9070
9026 IFM$="D"THENGOSUB21000:GOTO9000
9028 IFM$<>"N"THEN9050
9030 PRINT"□NR.                    ":INPUT"■■";L:IFL<1ORL>16THEN9030
9040 PRINT"□NAME:":INPUT"■■":SQ$(L):GOTO9000
9050 PRINT"□SEQUENCE-NR. FOR SEQUENCER 1,2,3,4:":INPUT"■■";L(1),L(2),L(3),L(4)
9052 IFL(1)<1ORL(2)<1ORL(3)<1ORL(4)<1THENPRINT"▣ERROR":GOTO9050
9053 IFL(1)>16ORL(2)>16ORL(3)>16ORL(4)>16THENPRINT"▣ERROR":GOTO9050
9054 PRINT"DISPLAY-NR.(1...4)":INPUT"■■";DQ:IFDQ<1ORDQ>4THEN9000
9060 FORI=1TO4:POKE51486+2*I,L(I)-1:NEXT:SYS51504
9064 A1=36352+64*(L(DQ)-1):FORI=0TO63:S%(I)=PEEK(A1+I):NEXT:GOTO8000
9070 GOSUB10060:INPUT"■■";L1,L2:IFL1*L2<1ORL1>16ORL2>16THENPRINT"▣ERROR":GOTO901
2
9076 AS=36352+64*(L1-1):AD=36352+64*(L2-1)
9078 FORI=0TO63:POKEAD+I,PEEK(AS+I):NEXT:SQ$(L2)=SQ$(L1):GOTO9000
9200 PRINTTAB(8)"▣LOADING SEQUENCE FILE":PRINT
```

TABEL 4/2.3.6-2: BASIC-programma, deel 4.

2.3 Het MSS-synthesizer systeem

```
9210 PRINT:PRINT"INPUT FILENUMBER(SOUNDS IN COMPUTER ARE SCRATCHED):"
9220 OPEN15,8,15:INPUT"";F:FI$="SEQUENCE16"+STR$(F)+",S,R":OPEN2,8,2,FI$
9250 GOSUB20000:A0=36352:FORI=0TO1023:INPUT#2,X:POKEA0+I,X:NEXT
9260 FORI=1TO16:INPUT#2,SQ$(I):NEXT:CLOSE2:GOSUB20000:CLOSE15:GOTO9000
9300 PRINTTAB(8)"SAVING SEQUENCE FILE":PRINT:PRINT"INPUT FILENUMBER:"
9310 PRINT"ATTENTION!IF THIS FILE EXISTS ON DISK":PRINT"IT WILL BE SCRATCHED!"
9320 INPUT"";F:FI$="@0:SEQUENCE16"+STR$(F)
9350 OPEN15,8,15:FI$=FI$+",S,W":OPEN2,8,2,FI$
9360 GOSUB20000:A0=36352:FORI=0TO1023:PRINT#2,PEEK(A0+I):NEXT
9370 FORI=1TO16:PRINT#2,SQ$(I):NEXT:CLOSE2:GOSUB20000:CLOSE15:GOTO9000

READY.

10020 POKE158,0:RETURN:REM TASTATURPUFFER=0
10030 M$="────────────────────────────────────────":PRINTM$;:RETURN
10050 PRINT"LOAD/SAVE/NAME/ASSIGN/COPY/ZERO PAGE"
10052 POKE198,0:INPUT"";M$:IFM$="Z"THEN500
10054 RETURN
10060 PRINT"COPY-FILES (DESTINATION IS SCRATCHED!)"
10062 PRINT"SOURCE-NR.,DESTINATION-NR.:":RETURN
20000 CLOSE4:OPEN4,8,15:INPUT#4,A,B$,C,D:IFA=0THENRETURN
20002 PRINT"FLOPPY-ERROR:"B$:CLOSE1:CLOSE2:CLOSE4:END
READY.
```

TABEL 4/2.3.6-2: BASCI-programma, deel 5.

2.3 Het MSS-synthesizer systeem

```
2
C800                   .OPT P,P1,00
             ;
             ;SYNCOM ROUTINES
             ;
C800                   *=    $C800
             ;
C800         N1        =     $C8E0      ;SOUND-NR.1
C800         N2        =     $C8E2      ;SOUND-NR.2
C800         N3        =     $C8E4      ;SOUND-NR.3
C800         N4        =     $C8E6      ;SOUND-NR.4
C800         M         =     $C890      ;GATE-NR.
C800         L1        =     $C920      ;SEQU.-NR.1
C800         L2        =     $C922      ;SEQU.-NR.2
C800         L3        =     $C924      ;SEQU.-NR.3
C800         L4        =     $C926      ;SEQU.-NR.4
C800         HAD1      =     $FB        ;HELP ADRESS 1 ZERO PAGE
C800         HAD2      =     $FD        ;HELP ADRESS 2 ZERO PAGE
             ;
             ;LINE ADRESS TABLE
C800         LINE      =     *
C800 A2 04 F2          .WORD1186,$04F2,1346,1426
C808 E2 05 32          .WORD1506,1586,1666,1746
             ;
             ;TABLE FOR 2↑N
C810         POT       =     *
C810 01 01 02          .BYTE1,1,2,2,4,4,8,8
C818 10 10 20          .BYTE16,16,32,32,64,64,128,128
             ;
             ;SOUND MEMORY ADRESS TABLE
C820         SMA       =     *
C820 00 96 40          .WORD38400,38464,38528,38592
C828 00 97 40          .WORD38656,38720,38784,38848
C830 00 98 40          .WORD38912,38976,39040,39104
C838 00 99 40          .WORD39168,39232,39296,39360
             ;
             ;SOUND INTERFACE ADRESS TABLE
C840         SIA       =     *
C840 00 9F 40          .WORD40704,40768,40832,40896
             ;
             ;GATE MEMORY ADRESS TABLE
C848         GMA       =     *
C848 00 92 40          .WORD37376,37440;37504,37568
C850 00 93 40          .WORD37632,37696,37760,37824
C858 00 94 40          .WORD37888,37952,38016,38080
C860 00 95 40          .WORD38144,38208,38272,38336
             ;
             ;SEQUENCER MEMORY ADRESS TABLE
C868         SQMA      =     *
C868 00 8E 40          .WORD36352,36416,36480,36544
C870 00 8F 40          .WORD36608,36672,36736,36800
C878 00 90 40          .WORD36864,36928,36992,37056
C880 00 91 40          .WORD37120,37184,37248,37312
             ;
             ;SEQUENCER INTERFACE ADRESS TABLE
C888         SQIA      =     *
C888 00 9A 00          .WORD39424,39680,39936,40192
             ;
             ;GATE DISPLAY
             ;
C891                   *=    $C891           ;ROUTINE CALL
C891 AD 90 C8          LDA   M             ;GATE-NR.
C894 0A                ASL          ;*2
C895 AA                TAX          ;X=2*GATE-NR.
C896 BD 48 C8          LDA   GMA,X
C899 85 FB             STA   HAD1
```

TABEL 4/2.3.6-3: Assembler-listing machinecode, deel 1.

2.3 Het MSS-synthesizer systeem

```
1234:  C89B BD 49 C8          LDA   GMA+1,X
1236:  C89E 85 FC             STA   HAD1+1          ;HAD1=GATE MEMORY ADRESS
1240:  C8A0 A2 00             LDX   #0
1250:  C8A2 BD 00 C8 LILP     LDA   LINE,X     ;LINE-LOOP
1252:  C8A5 85 FD             STA   HAD2
1254:  C8A7 BD 01 C8          LDA   LINE+1,X
1256:  C8AA 85 FE             STA   HAD2+1          ;HAD2=LINE-ADRESS
1260:  C8AC A0 00             LDY   #0
1262:  C8AE B1 FB     STLP    LDA   (HAD1),Y   ;AKKU=GATE-BYTE(= STEP-LOOP)
1264:  C8B0 3D 10 C8          AND   POT,X           ;AND WITH 2↑N
1266:  C8B3 F0 04             BEQ   NOPO            ;NO POINT IF ZERO
1268:  C8B5 A9 51             LDA   #81             ;POINT-CODE
1270:  C8B7 91 FD             STA   (HAD2),Y
1280:  C8B9 C8        NOPO    INY
1282:  C8BA C0 20             CPY   #32             ;TOP OF Y
1284:  C8BC D0 F0             BNE   STLP
1290:  C8BE E8                INX
1291:  C8BF E8                INX
1292:  C8C0 E0 10             CPX   #16             ;TOP OF X
1294:  C8C2 D0 DE             BNE   LILP
                      ;
                      ;SET COLOR-RAM
                      ;
1310:  C8C4 A9 01             LDA   #1
1312:  C8C6 A2 00             LDX   #0
1320:  C8C8 9D 00 D8 COLP     STA   55296,X
1322:  C8CB 9D 00 D9          STA   55552,X
1324:  C8CE 9D 00 DA          STA   55808,X
1326:  C8D1 9D 00 DB          STA   56064,X
1330:  C8D4 E8                INX
1332:  C8D5 D0 F1             BNE   COLP
1350:  C8D7 60                RTS
                      ;
                      ;SHIFT SOUND MEMORY (4 SOUNDS)
                      ;
2010:  C8F0.                  *=    $C8F0              ;START ADRESS
2020:  C8F0 A2 00             LDX   #0              ;COUNTER 0...7 WITH INC=2 (4
SOUNDS)
2030:  C8F2 BD 40 C8 SMLP     LDA   SIA,X      ;SOUND INTERFACE TABLE
2032:  C8F5 85 FB             STA   HAD1            ;INTERFACE-ADRESS
2034:  C8F7 BD 41 C8          LDA   SIA+1,X         ;TO HELP-ADRESS 1
2036:  C8FA 85 FC             STA   HAD1+1          ;ZERO PAGE
2040:  C8FC BD E0 C8          LDA   N1,X            ;FETCH SOUND-NR.
2042:  C8FF 0A                ASL         ;*2
2044:  C900 A8                TAY         ;=INDEX Y
2046:  C901 B9 20 C8          LDA   SMA,Y           ;SOUND MEMORY ADRESS
2048:  C904 85 FD             STA   HAD2            ;FROM SMA TABLE
2050:  C906 B9 21 C8          LDA   SMA+1,Y         ;TO HELP-ADRESS 2
2052:  C909 85 FE             STA   HAD2+1          ;ZERO PAGE
2060:  C90B A0 00             LDY   #0
2062:  C90D B1 FD     PTLP    LDA   (HAD2),Y   ;PARAMETER TRANSFER LOOP
2064:  C90F 91 FB             STA   (HAD1),Y
2066:  C911 C8                INY
2068:  C912 C0 40             CPY   #64             ;TEST MAXIMUM
2070:  C914 D0 F7             BNE   PTLP
2080:  C916 E8                INX         ;X-INCR.=2
2082:  C917 E8                INX
2090:  C918 E0 08             CPX   #8              ;TOPCHECK X
2092:  C91A D0 D6             BNE   SMLP            ;NEXT SOUND (OF 4)
2098:  C91C 60                RTS
                      ;
                      ;SHIFT SEQUENCER MEMORY (4 SEQU.)
                      ;
3010:  C930                   *=    $C930              ;START ADRESS
3020:  C930 A2 00             LDX   #0              ;COUNTER 0...7 WITH INC=2 (4
SEQU.)
```

TABEL 4/2.3.6-3: Assembler-listing machinecode, 2.

2.3 Het MSS-synthesizer systeem

```
3030:  C932 BD 88 C8 SQMLP   LDA  SQIA,X     ;SEQU. INTERFACE TABLE
3032:  C935 85 FB            STA  HAD1             ;INTERFACE-ADRESS
3034:  C937 BD 89 C8         LDA  SQIA+1,X         ;TO HELP-ADRESS 1
3036:  C93A 85 FC            STA  HAD1+1           ;ZERO PAGE
3040:  C93C BD 20 C9         LDA  L1,X             ;FETCH SEQU.-NR.
3042:  C93F 0A               ASL            ;*2
3044:  C940 A8               TAY            ;=INDEX Y
3046:  C941 B9 68 C8         LDA  SQMA,Y           ;SEQU. MEMORY ADRESS
3048:  C944 85 FD            STA  HAD2             ;FROM SQMA TABLE
3050:  C946 B9 69 C8         LDA  SQMA+1,Y         ;TO HELP-ADRESS 2
3052:  C949 85 FE            STA  HAD2+1           ;ZERO PAGE
3060:  C94B A0 00            LDY  #0
3062:  C94D B1 FD    SQLP    LDA  (HAD2),Y   ;PARAMETER TRANSFER LOOP
3064:  C94F 91 FB            STA  (HAD1),Y
3066:  C951 C8               INY
3068:  C952 C0 20            CPY  #32
3070:  C954 D0 F7            BNE  SQLP
3080:  C956 E8               INX            ;X-INCR.=2
3082:  C957 E8               INX
3090:  C958 E0 08            CPX  #8               ;TOPCHECK X
3092:  C95A D0 D6            BNE  SQMLP            ;NEXT SEQU. (OF 4)
3098:  C95C 60               RTS
                      ;
                      ;SHIFT GATE MEMORY (1 GATE)
                      ;
4010:  C960                  *=   $C960             ;START ADRESS
4040:  C960 AD 90 C8         LDA  M                ;FETCH GATE-NR.
4042:  C963 0A               ASL            ;*2
4044:  C964 A8               TAY            ;=INDEX Y
4046:  C965 B9 48 C8         LDA  GMA,Y            ;GATE MEMORY ADRESS
4048:  C968 85 FD            STA  HAD2             ;FROM GMA TABLE
4050:  C96A B9 49 C8         LDA  GMA+1,Y          ;TO HELP-ADRESS 2
4052:  C96D 85 FE            STA  HAD2+1           ;ZERO PAGE
4060:  C96F A9 00            LDA  #$00             ;INTERFACE
4062:  C971 85 FB            STA  HAD1             ;ADRESS TO
4064:  C973 A9 9E            LDA  #$9E             ;HELP ADRESS 1
4066:  C975 85 FC            STA  HAD1+1           ;ZERO PAGE
4068:  C977 A0 00            LDY  #0
4070:  C979 B1 FD    GALP    LDA  (HAD2),Y
4072:  C97B 91 FB            STA  (HAD1),Y
4074:  C97D C8               INY
4076:  C97E C0 20            CPY  #32              ;TOPCHECK
4078:  C980 D0 F7            BNE  GALP             ;NEXT VALUE
4090:  C982 60               RTS
                      ;
                      ;SUBROUTINE LOAD SOUND-FILE
                      ;
5002:  C9A0                  *=   $C9A0
5010:  C9A0 A2 08            LDX  #8               ;DEVICE NR.
5012:  C9A2 A0 01            LDY  #1               ;SEC.ADRESS
5020:  C9A4 20 BA FF         JSR  $FFBA
5030:  C9A7 A9 07            LDA  #7               ;LENGTH FILENAME
5032:  C9A9 A2 90            LDX  #$90             ;ADR.FILENAME LB
5034:  C9AB A0 C9            LDY  #$C9             ;ADR.FILENAME HB
5040:  C9AD 20 BD FF         JSR  $FFBD            ;SET PARAMETERS
5042:  C9B0 A9 00            LDA  #0               ;LOAD FLAG
5050:  C9B2 20 D5 FF         JSR  $FFD5            ;SUBROUTINE LOAD
5060:  C9B5 60               RTS
```

TABEL 4/2.3.6-3: Assembler-listing machinecode, deel 3.

4/2.3.7

Bouwbeschrijving sound-sampler

Inleiding

De sound-sampler eenheid SSE is een digitaal geluiden-geheugen. Een willekeurig geluid, bijvoorbeeld een trompet-klank afkomstig van een microfoon, een plaat, een kassette, wordt in het apparaat ingelezen. De SSE zal dit laagfrequente signaal omzetten in een groot aantal digitale woorden en deze woorden opslaan in een RAM-geheugen. Nadien kan deze gedigitaliseerde informatie weer uitgelezen worden op commando van een toetsenbord of door een uitgangspuls van een sequencer.
Op deze manier kan men de synthesizer zeer natuurgetrouwe "natuurlijke" geluiden laten reproduceren.

Maar het is ook mogelijk de SSE als digitaal slagwerk in te zetten, waarbij de verschillende effecten eerst zelf in het RAM-geheugen zijn ingelezen. Men kan dus ingewikkelde geluiden eenmalig met de synthesizer programmeren, als men tevreden is over de samenstelling van het effect het geluid inlezen in het geheugen en nadien de synthesizer-samenstelling voor dit ene specifieke geluid afbreken. De informatie staat immers in het geheugen en kan steeds opnieuw uitgelezen worden.

Het is mogelijk, "muziekvreemde" geluiden, zoals diergeluiden, de menselijke stem of omgevings-geluid, in het systeem in te lezen en op zeer vervreemdende manier te mengen met de klanken van instrumenten of van de synthesizer.

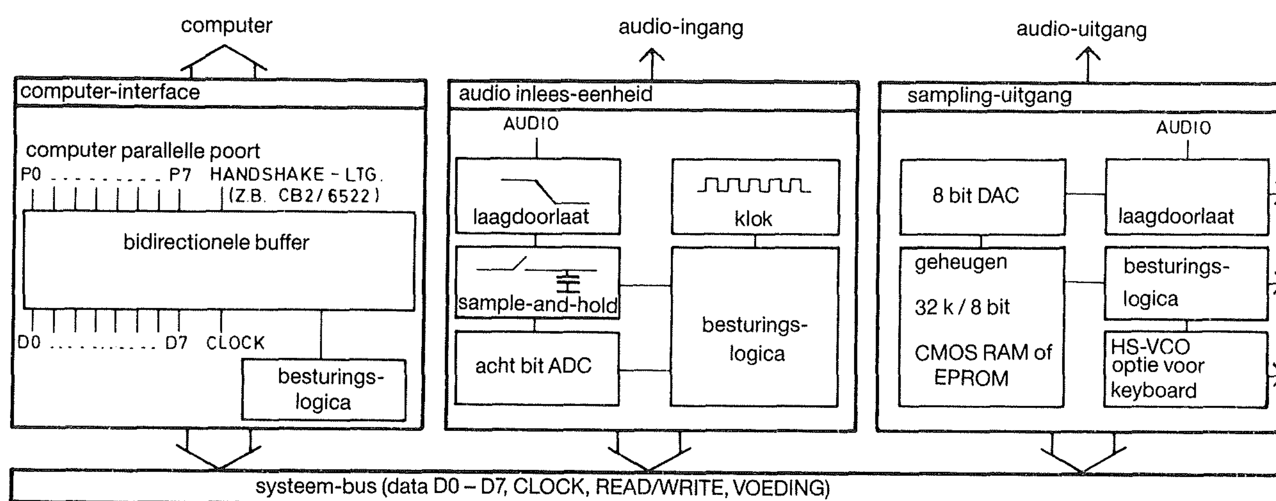
Maar de toepassingen van de SSE blijven niet beperkt tot dit recht-toe-recht-aan in- en uitlezen van geluiden.
De eenheid is immers uitgerust met een computer-interface en men kan de in het geheugen opgeslagen gegevens dus in het geheugen van de computer inlezen en er allerlei bewerkingen en berekeningen op loslaten. Nadien kan de bewerkte informatie weer overgezet worden van het geheugen van de computer naar het geheugen van de sound-sampler.
Er zijn diverse klank-syntheses mogelijk, die alleen maar mogelijk zijn als men een beroep doet op de snelle rekenaar, die de computer is. Om er een aantal te noemen:
- Fourier-synthese, of het samenstellen van complexe geluiden uit sinusvormige signalen met frequenties die gelijk zijn aan een veelvoud van de basis-frequentie;
- FM-synthese, of het samenstellen van geluiden door middel van modulatie van de frequentie;
- Wavetable-synthese, of het samenstellen van geluiden door de vorm ervan punt na punt te bepalen;

2.3 Het MSS-synthesizer systeem

– Waveshaping-synthese, of het samenstellen van geluiden door het signaal te vervormen.
Natuurlijk heeft men voor al deze mogelijkheden speciale computer-programma's nodig. Deze zullen leverbaar worden op diskette voor C-64 computers. ▶

Het SSE blokschema

Het blokschema van de sound-sampler is getekend in figuur 4/2.3.7-1. De schakeling is tamelijk gecompliceerd, vandaar dat het blokschema uitvoerig wordt besproken alvorens de echte schakelingen aan de orde komen.



Figuur 4/2.3.7-1: Het volledige blokschema van de sound-sampling eenheid

De audio-ingang

Het externe audio-signaal wordt eerst aan een scherp afsnijdend laagdoorlaatfilter aangeboden, dat dient als anti-aliasing filter. Bij bemonsteren van analoge signalen is het immers noodzakelijk dat de maximale signaal-frequentie kleiner is dan de helft van de aftast-snelheid. Houdt men zich niet aan deze regel dan kunnen grote signaalvervormingen ontstaan.
Het gefilterde signaal wordt aangeboden aan een sample-and-hold waarin de momentele signaalgrootte wordt opgeslagen tijdens het omzetten in een digitale code. Deze omzetting is acht bits diep, zodat er 256 verschillende analoge groottes in een digitale code kunnen worden omgezet.
Omdat het bij dit soort bemonsteringsprocessen zeer belangrijk is dat het systeem niet wordt overstuurd (de ADC ▶ zou anders kunnen "overlopen" hetgeen volledig foutieve resultaten zou opleveren), wordt het overschrijden van het maximaal te verwerken niveau van 0,5 V top-tot-top aangeduid door het oplichten van een LED. Er is een potentiometer aanwezig waarmee men de signaalgrootte kan instellen.
De maximale bandbreedte van het systeem bedraagt 12 kHz. Om er zeker van te zijn dat maximale signaalfrequentie en aftastfrequentie ver genoeg uit elkaar liggen wordt er bemonsterd met een kloksignaal van 32 kHz. Bij een geheugen-capaciteit van 32 kB kan men dus één seconde geluid in het geheugen opbergen.
Men kan natuurlijk ook de bandbreedte verder beperken en met een lagere klokfrequentie werken, waardoor de maximale geheugen-tijd toeneemt, maar de kwaliteit van het resultaat daalt.

2.3 Het MSS-synthesizer systeem

Het systeem biedt de mogelijkheid te experimenteren met de inlees-snelheid. Er is op het frontplaatje een potentiometer aanwezig, waarmee men de klokperiode en dus de lengte van de syclus kan instellen.
Het acht bit brede woord wordt op een gemeenschappelijke systeem-bus aangeboden, waarop ook de geheugenkaarten worden aangesloten.

De computer-interface

In feite staat de computer-interface parallel geschakeld aan de audio-ingang. Men kan deze unit dus als alternatief van de audio-schakeling gebruiken, als men de geluiden en effecten rechtstreeks via de computer wil samenstellen.
De bidirectionele bus van deze schakeling bevat natuurlijk de acht data-lijnen en een handshake-signaal. Met deze bus kan men de bidirectionele besturing van de gegevens overnemen. Er kunnen zowel gegevens naar de computer worden verzonden als gegevens uit de computer in de sampler worden ingelezen. Het is dus mogelijk gedigitaliseerde geluiden eerst naar het geheugen van de computer te versturen en vandaar op te slaan op floppy. Men kan in deze meest uitgebreide versie van het systeem dus een geluiden-bibliotheek op schijf opbouwen en deze geluiden naar behoefte van de schijf in de sampler inlezen.

De geheugen-kaart

Op een dubbelzijdige Eurokaart is in totaal 32 kB aan statische RAM ondergebracht, alsmede de acht bit digitaal naar analoog omzetter voor het terugwinnen van de audio-informatie uit de digitale woorden. Na de DAC volgt een spanningsgestuurd 24 dB laagdoorlaatfilter, dat het signaal filtert en de resten van de clock verwijdert. Op de kaart is tot slot de besturing van het systeem opgenomen. Het in- respectievelijk uitlezen van de gegevens wordt gestuurd door een drukknop op de frontplaat of door een 5 V gate-puls. Als men geen gebruik maakt van de in de volgende paragraaf besproken HS-VCO, kan men de snelheid van het uitlezen van de gegevens met behulp van een potentiometer instellen. Er is een dynamiekingang aanwezig, waarmee men het volume kan sturen. Een LED gaat branden als gegevens in het geheugen worden ingelezen of uit het geheugen worden uitgelezen. De uitgang van de geheugen-kaart kan rechtstreeks aan een mengpaneel of een versterker worden aangesloten.

De High-speed VCO (HS-VCO)

Wil men de in het geheugen opgeslagen klanken oproepen door middel van een toetsenbord of sequencer, dan is het noodzakelijk de 1 V/oktaaf uitgangsspanning om te zetten in een signaal waarmee de geheugen-inhoud uitgelezen kan worden.
Vandaar dat er voor deze toepassingen een extra schakeling noodzakelijk is, een zeer snelle VCO. Deze unit is niet noodzakelijk als men de sampler alleen gebruikt als digitaal slagwerk.

De minimale configuratie

In de meest bescheiden uitvoering van de sound-sampler heeft men één geheugen-kaart en één audio-ingang nodig. Op de print waarop deze laatste schakeling is ondergebracht bevindt zich namelijk ook de interface.
Wil men de sampler besturen met een

toetsenbord, dan zal men de HS-VCO moeten inbouwen.
Is het de bedoeling dat men het systeem polyfoon wil gebruiken, dan moet men een aantal geheugen-kaarten extra opnemen. Dat is geen probleem, dank zij de universele systeem-bus. Men heeft even veel geheugen-kaarten met HS-VCO's nodig als men stemmen wil hebben.
Men kan de sound-sampler aansturen met alle toetsenborden of sequencers, die een spanning van 1 V/oktaaf leveren en die een gate-puls van minstens 5 V opwekken.

Het werken met de sound-sampler

Het werken met de sound-sampler is net zo eenvoudig als het bedienen van een cassette-recorder!
Men sluit het te verwerken signaal aan op de ingang, speelt het geluid enige malen af en regelt de gevoeligheid totdat de oversturings-indicatie niet meer oplicht. Men kan het signaal inlezen door op de start-knop te drukken of door een gate-signaal via een toetsenbord op te wekken. De ingeschakelde geheugen-kaart moet hierbij op "record" staan.
Nadien wordt op weergave omgeschakeld en men kan de in het geheugen aanwezige informatie via het toetsenbord afspelen.
Word de sampler als slagwerk gebruikt, dan wordt de schakeling door de positieve flank van de gate-puls getriggerd.
Men kan de audio-ingang uitschakelen en omschakelen op computerbesturing door de betreffende schakelaar op de frontplaat om te schakelen. Nadien kan men met geschikte software de inhoud van het geheugen overdragen naar de computer of computer-data in de sampler inlezen.

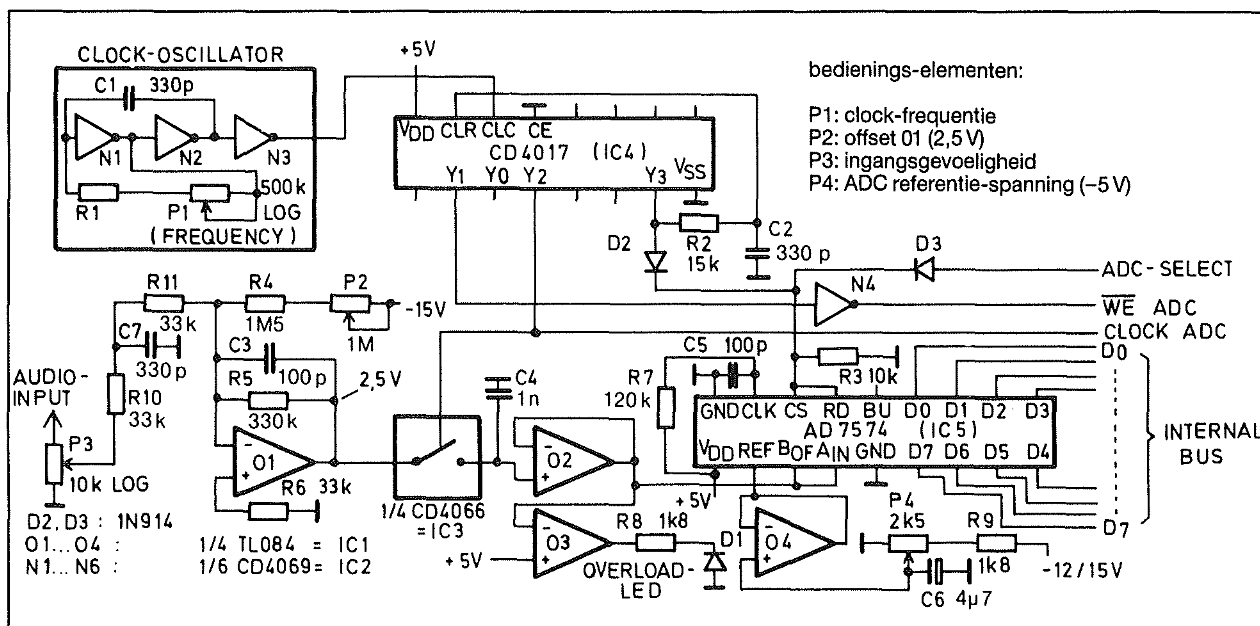
De audio-ingang en computer-interface

De praktische schakelingen op de ingangs-kaart worden nu in een aantal paragrafen beschreven.

De audio-ingang

Het schema van de analoge ingangsschakeling is getekend in figuur 4/2.3.7-2.
Het ingangssignaal gaat eerst naar de ingangs-verzwakker P3, waarmee oversturing kan worden bestreden en gaat dan naar het laagdoorlaat-ingangsfilter. Deze schakeling is samengesteld rond de operationele versterker O1. De karakteristieken van dit filter worden bepaald door de onderdelen R10, R5, C3 en C7. De afsnij-frequentie ligt met de geselecteerde waarden van de onderdelen op 14 kHz. Zou men een ingangssignaal gebruiken, waarvan de bandbreedte reeds beperkt is, bijvoorbeeld het signaal van een goedkope cassetterecorder of microfoon, dan kan men de onderdelen C3 en C7 laten vervallen.
Op de uitgang van de operationele versterker staat het gefilterde audio-signaal, gesuperponeerd op een gelijkspanning van 2,5 V. Deze spanning moet met de instelpotentiometer P2 zo nauwkeurig mogelijk worden ingesteld. Deze signaalverschuiving is noodzakelijk, omdat de analoge schakelaar van de sample-and-hold is opgebouwd uit een deel van een CD 4066 CMOS-schakeling en deze tussen 0 en +5 V wordt gevoed. De schakelaar in dit IC kan alleen analoge spanningen verwerken die tussen de voedingsspanning en de

2.3 Het MSS-synthesizer systeem



Figuur 4/2.3.7-2: Het praktische schema van de analoge ingangsschakeling.

massa liggen. Vandaar deze verschuiving naar het midden van het totale bereik en iedere afwijking op deze instelling beperkt de maximale signaalspanning die onvervormd verwerkt kan worden.

De sample-and-hold is samengesteld uit de reeds genoemde elektronische schakelaar IC3, de geheugen-condensator C4 en de bufferversterker O2. Als de stuur-ingang van de 4066 "H" is, is de elektronische schakelaar gesloten en volgt de ingang van O2 de spanning op de uitgang van het filter. O2 werkt als impedantiebuffer, de uitgang volgt dus de ingang. De uitgang van O2 wordt aangeboden aan de als comparator geschakelde versterker O3. Deze vergelijkt de uitgangsspanning met een drempel van 5 V en zal de oversturings-LED doen oplichten als de uitgangsspanning groter wordt dan deze drempel.
Wordt de stuur-ingang van de 4066 "L", dan opent de schakelaar en de momentele waarde van de ingangsspanning wordt opgeslagen in de condensator C4. Doordat de spanningsvolger O2 een zeer hoge ingangsimpedantie heeft zal de condensator nauwelijks ontladen gedurende de omzettings-tijd van de ADC.

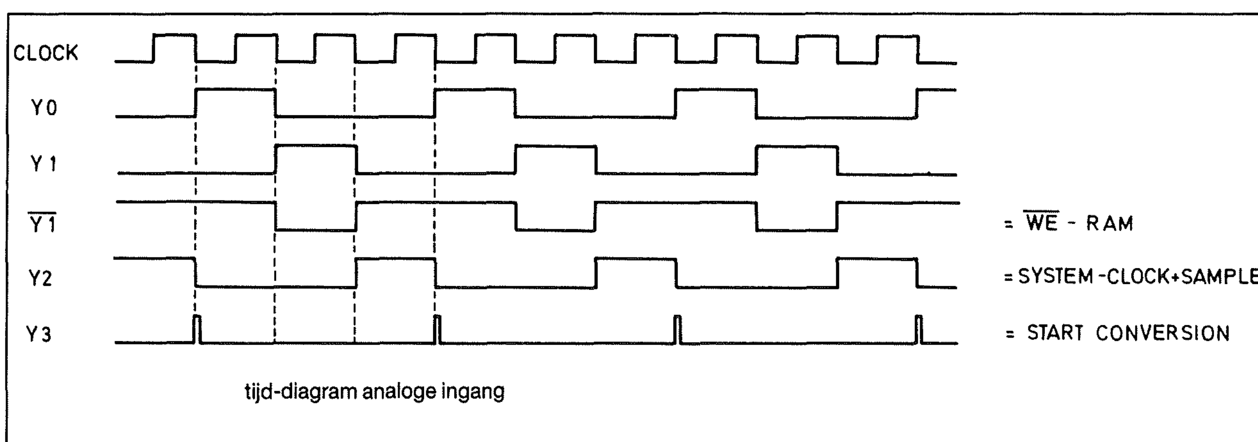
De analoog naar digitaal omzetter is samengesteld uit een ADC-IC van het type AD 7574 (IC5).
Omdat het om te zetten signaal steeds positief is, wordt de analoge ingang van dit IC (A in) doorverbonden met de offset ingang (B of). De referentie-spanning wordt met de instelpotentiometer P4 zo nauwkeurig mogelijk op −5,00 V afgeregeld.
Deze referentie-spanning wordt gebufferd door de als spannings-volger geschakelde operationele versterker O4. Het netwerk R7-C5 bepaalt de omzettings-tijd van de schakeling. Met de ge-

2.3 Het MSS-synthesizer systeem

bruikte onderdelen is deze gelijk aan ongeveer 15 μs.

Het volledige proces wordt bestuurd door een klok-oscillator rond N1-N2-N3 en de gedecodeerde tienteller IC4. Uit het klok-signaal (de frequentie is instelbaar met P1) worden vier besturings-pulsen Y0, Y1, Y2 en Y3 afgeleid. Deze worden gebruikt voor het besturen van de sample-and-hold, de ADC en het RAM-geheugen.
De uitgang Y3 van de gedecodeerde tienteller wordt via een RC-kring (RC-C2) teruggevoerd naar de reset-ingang van de teller. Op deze manier zal de teller steeds dezelfde uit vier fasen samengestelde syclus doorlopen. De maximale klok-frequentie wordt bepaald door de omzettingstijd van de ADC. Deze is ingesteld op 15 μs, waaruit een maximale klok-frequentie van ongeveer 60 kHz kan worden berekend.
Vandaar dat er een weerstand R1 in serie staat met de potentiometer die de frequentie bepaalt. Deze voorschakelweerstand is zo gekozen, dat de maximaal toelaatbare frequentie niet overschreden kan worden.
Een te hoge klok-frequentie uit zich door een sterk storend geruis bij het weergeven van de gedigitaliseerde signalen. Zou men ooit met dit verschijnsel gecontronteerd worden, dan weet men dus wat men moet nakijken!

De besturing van het systeem wordt besproken aan de hand van het timing-diagram van figuur 4/2.3.7-3.



Figuur 4/2.3.7-3: Het tijd-diagram van de besturing van de sound-sampler.

– Fase 1: Y3 = "H"
Gedurende deze korte tijd, waarvan de lengte wordt bepaald door de tijdconstante van de kring R2-C2 en ongeveer gelijk is aan 5 μs, wordt ADC gereset en een nieuwe omzettings-syclus gestart. Het Y3-signaal wordt met het externe "ADC-SELECT"-signaal door middel van een diode-poort logische koppeld. Deze poort is samengesteld uit de dioden D2 en D3 en de weerstand R3 en werkt als OF-schakeling.

– Fase 2: Y0 = "H"
In deze ongeveer 15 μs durende periode wordt het aan de ingang aanwezige analoge signaal gedigitaliseerd en aan-

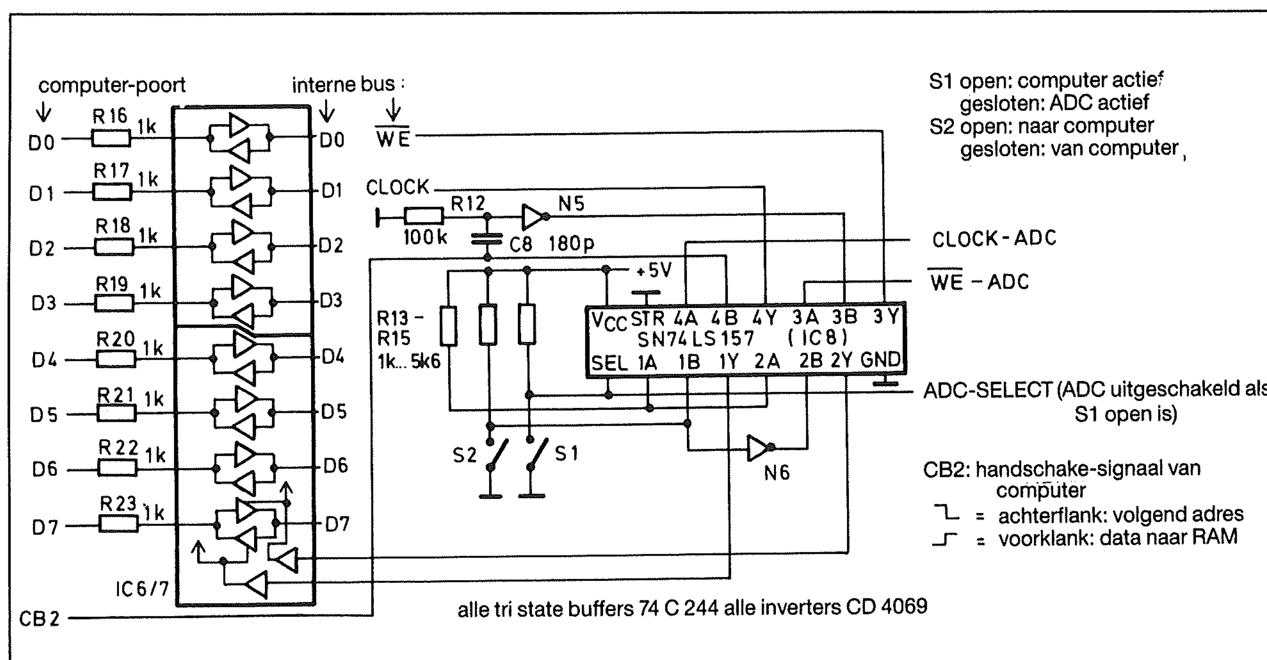
geboden aan de digitale uitgangen D0 tot en met D7.

– Fase 3: Y1 = "H"
In deze periode wordt het digitale woord dat op de uitgangen van de ADC aanwezig is ingelezen in het RAM-geheugen. De WE-puls die daarvoor noodzakelijk is wordt door invertering afgeleid uit het Y1-signaal.
Dit geïnverteerde signaal staat op de bus ter beschikking van het volledige systeem.

– Fase 4: Y2 = "H"
De elektronische schakelaar van de sample-and-hold is gesloten, de geheugen-condensator wordt weer opgeladen tot de nieuwe momentele waarde van de ingangsspanning. Op het einde van deze periode (negatieve flank van Y2) wordt het RAM-adres verhoogd. Het Y2-signaal wordt dus gebruikt als systeen-klok tijdens het inlezen van een geluid in de geheugenkaart.

De computer-interface

Het schema van de computer-interface is getekend in figuur 4/2.3.7-4.
Bij het gebruiken van een computer moet de analoge ingang uitgeschakeld worden en een bidirectionele 8 bits interface ingeschakeld worden.
Tussen de computer en de schakeling moet men de acht datalijnen en een besturings-signaal (CB2) verbinden. Uiteraard mag men de massa niet vergeten!
Voor het omschakelen staat de schakelaar S1 ter beschikking. Is deze schakelaar gesloten, dan is het "ADC-SELECT"-signaal "L" (wordt door de schakelaar naar de massa getrokken) en is het analoge deel geactiveerd. De select-ingang van de viervoudige 2 naar 1 multiplexer IC8 (SN 74 LS 157) is eveneens "L", zodat de A-ingangen



Figuur 4/2.3.7-4: De computer-interface.

2.3 Het MSS-synthesizer systeem

worden verbonden met de Y-uitgangen. Door deze actie worden de volgende doorverbindingen gerealiseerd:
- de clock wordt verbonden met de clock van de ADC;
- op de WE ligt het WE-signaal van de ADC;
- de acht data-lijnen worden verbonden met de uitgangen van de ADC.

De tri-state buffers IC6 en IC7 zijn gedeactiveerd, alle uitgangen staan op een hoge impedantie, omdat de stuuringangen (1Y en 2Y van IC8) "H" zijn.
Opent men de selectie-schakelaar S1, dan wordt het "ADC-SELECT"-signaal "H". Het analoge deel van de schakeling wordt nu uitgeschakeld, omdat de data-uitgangen van de ADC naar tri-state worden gestuurd. De select-ingang van IC8 is "H", de B-ingangen worden doorverbonden met de Y-uitgangen.

Met de schakelaar S2 kan men de richting van het data-verkeer instellen. Is deze schakelaar gesloten, dan wordt 1Y "L" en 2Y "H". De tri-state-buffers IC6 en IC7 activeren nu hun buffers in de richting computer naar interface. Tussen de bus van de computer en de ingangen van de buffers zijn veiligheids-weerstanden opgenomen, die de elektronica van de computer beveiligen als er iets mis zou gaan met de elektronica van de zelf gebouwde schakelingen.

Het is mogelijk de functie van de twee schakelaars S1 en S2 door de computer te laten overnemen. De schakelaars schakelen immers weerstanden naar massa en dat kan ook elektronisch met een eenvoudig transistortje worden gerealiseerd. Men moet dan natuurlijk wel twee extra data-signalen ter beschikking hebben!

Bij geopende S1 (computer-sturing) worden de clock- en WE-signalen door de computer overgenomen. Daarvoor is een handshake-signaal nodig. Men kan bijvoorbeeld het CB2 signaal van de 6522 gebruiken. Dit signaal wordt rechtstreeks aangeboden aan de 4B ingang van de multiplexer en via een RC-kring en een buffer (R12, C8 en N5) aan de 3B ingang van de multiplexer.
Het rechtstreekse signaal dient als klok voor het systeem en zal de adressering van de RAM-bank sturen op de negatieve flank. Door de RC-differentiëring wordt bij de positieve flank van het CB2-signaal een korte puls opgewekt, die de WE-leiding stuurt. Deze wordt gebruikt voor het besturen van het geheugen bij data-transport van computer naar geheugen-kaart.
De juiste waarde van de onderdelen R12 en C8 hangt af van de steilheid van de positieve flank van het handshake-signaal. De in het schema ingetekende waarden zijn alleen bruikbaar als de computer een zeer steile puls aflevert, zoals bijvoorbeeld het geval is bij gebruik van de CB2-uitgang van de 6522. Heeft men echter een signaal met een beroerde flank ter beschikking, zoals het PA2 signaal in de Commodore C-64, dan moet men de tijdconstante van de RC-kring verhogen, door de waarde van de condensator C8 of de weerstand R12 te vergroten. Men kan daar echter niet eindeloos mee doorgaan! Vandaar dat men het best met de oscilloscoop het WE-signaal kan observeren en de waarde van de weerstand veranderen tot er een puls met een minimale breedte van 1 μs op het scherm ver-

schijnt, die echter het klok-signaal van de bus niet overlapt.

Nog eens in het kort de functies van het handshake-signaal:
- de negatieve flank selecteert het volgende adres uit de RAM-bank;
- de positieve flank schrijft de data-gegevens in in het geheugen.

Computer-programmering bij overdracht naar computer
- de acht bit interface als ingang definiëren;
- handshake-lijn als uitgang definiëren;
- start lus;
- handshake-lijn "H";
- volgende waarde van de poort lezen;
- handshake-signaal "L";
- einde lus.

Computer-programmering bij overdracht van computer
- de acht bit interface als uitgang definiëren;
- handshake-lijn als uitgang definiëren;
- eerste woord op de poort;
- start lus;
- handshake-lijn "H";
- volgende waarde op de poort;
- handshake-lijn "L";
- einde lus.

De bouw van de schakeling
De print voor het analoge deel van de sound-sampler is, zoals alle prints van het synthesizer-systeem, leverbaar bij de ontwerper van het systeem. Men kan daar ook complete bouwpakketten bestellen. Nadere gegevens over prijs en fabrikant kunnen telefonisch bij de uitgever worden verkregen.

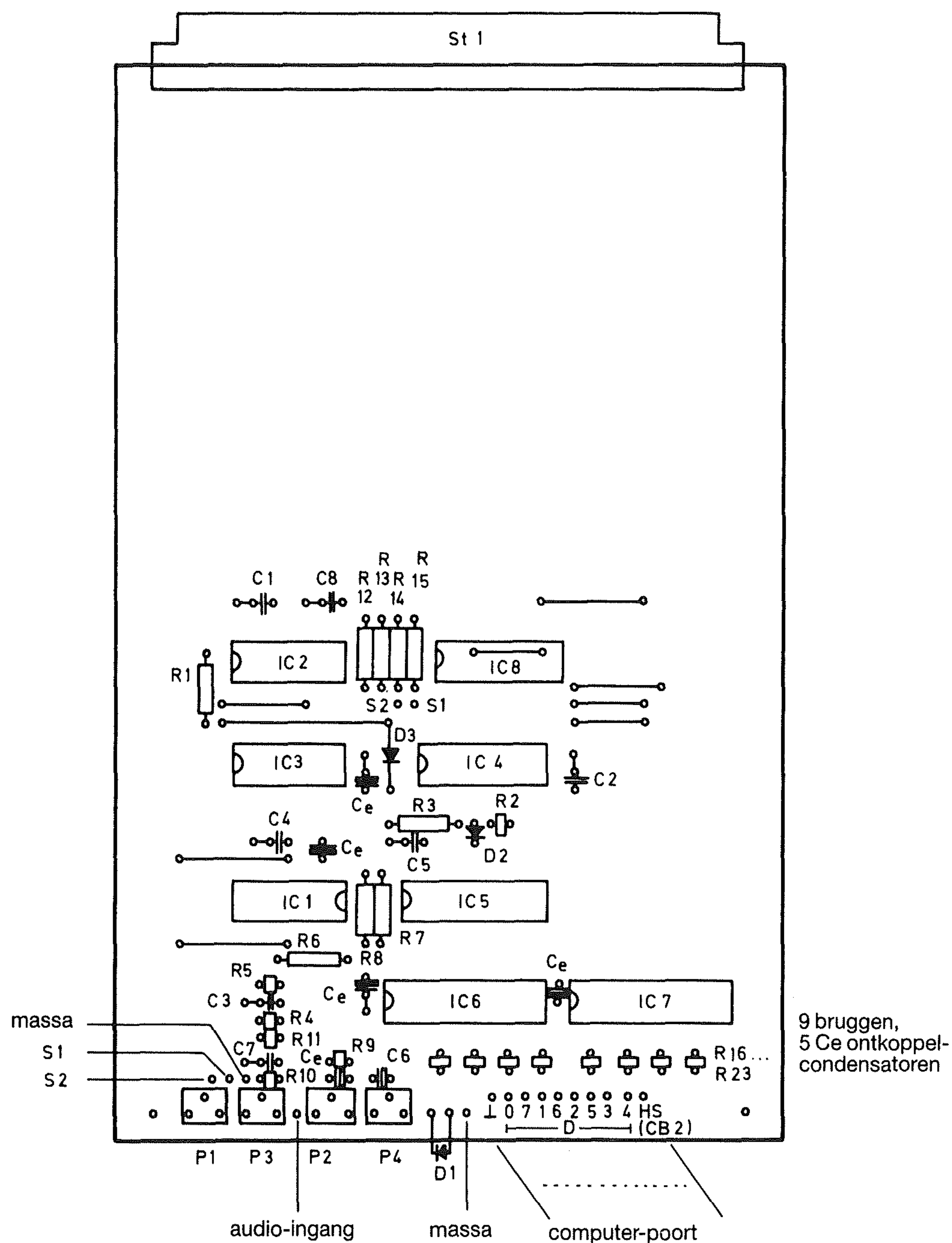
De onderdelen-opstelling is getekend in figuur 4/2.3.7-5.
Omdat er zeer dunne printsporen worden toegepast moet men met een soldeerbout met zeer dunne punt werken.
Volg onderstaande soldeer-volgorde op:
- draadbruggen, vergeet deze onder IC8 niet;
- liggende weerstanden;
- IC-voetjes;
- condensatoren;
- staande weerstanden;
- staande dioden;
- instelpotentiometers;
- connector.

Denk aan de polariteit van tantaal-condensatoren en dioden.

Alle voor de bediening van de unit noodzakelijke onderdelen worden op de frontplaat ondergebracht. Voor de instelpotentiometers P2 en P4 kan men op de juiste plaats kleine gaatjes in de frontplaat boren, zodat men deze onderdelen ook bij in een rek opgenomen module steeds kan bijregelen.
De aansluitingen voor S1 en S2 zijn dubbel uitgevoerd, het maakt niet uit welke contacten men gebruikt. Deze zijn namelijk op de print doorverbonden.
De verbindingen met de computer kan men bijvoorbeeld met een 15-polige mini-dip connector uitvoeren. Vergeet de massa niet door te verbinden!

Afregeling en controle
Na controle op de bouw van de schakeling kan men alle IC's aanbrengen. Let er op dat enige IC's in CMOS-technologie zijn uitgevoerd en bijzonder gevoelig zijn voor statische ladingen. Pas dus de gebruikelijke voorzorgsmaatregelen toe!

2.3 Het MSS-synthesizer systeem



Figuur 4/2.3.7-5: De componenten-opstelling van de analoge kaart van de sound-sampler.

2.3 Het MSS-synthesizer systeem

Sluit de voedingen aan en verbindt de print met de computer. Voer nu onderstaande tests en afregelingen uit.

– instellen uitsturing:
Regel P3 zo af dat de oversturings-LED zwakjes oplicht bij de singaalpieken. Het volledige dynamische bereik van de ADC wordt dan volledig benut, hetgeen de nauwkeurigheid van de digitalisering bevordert.
– analoge ingang:
Sluit S1 en meet of de klok-oscillator oscileert.
Meet de oscilloscoop de timing van de vier besturingssignalen Y0 tot en met Y3. Verander eventueel de waarde van R1 tot de ene puls precies 15 μs breed is. Meet de signalen op de bus-leidingen CLOCK en WE.
Regel de offset van O1 zonder audio-ingang op 2,50 V met behulp van P2.
Regel de ADC-referentie-spanning af op −5,00 V met de instelpotentiometer P4.
Schakel een sinus op de ingang en meet aan de uitgang van O2 of de sample-and-hold goed werkt. De zuivere sinus moet als "transpanningsvormige" benadering van de sinus op de uitgang van de operationele versterker terug te vinden zijn.
– computer interface:
Open S1 en meet het signaal op de uitgang van N5. Dit signaal moet normaal "H" zijn en bij de positieve flank van het handshake-signaal even naar "L" gaan. Indien men deze puls niet kan meten is de steilheid van de computerpuls te klein en moet men de waarde van de weerstand R12 vergroten tot de impuls zichtbaar is. Bij de C-64 is bijvoorbeeld een waarde van 470 kΩ aan te bevelen wanneer men het PA2-signaal gebruikt.

Tot slot moet men controleren of de clock- en PE-signalen, die uit het handshake-signaal worden afgeleid, op de bus aanwezig zijn.
– transfer van de computer:
Open S2 en controleer of de acht data-uitgangen op de bus van de computer op de systeem-bus verschijnen. Bij deze test is het noodzakelijk alle 256 codecombinatie uit te testen.
– transfer naar de computer:
Sluit S2 en controleer op dezelfde manier als boven beschreven of alle signalen van de systeem-bus ook op de computer-bus verschijnen.

Zijn al deze tests men goed resultaat doorstaan, dan kan men de analoge kaart terzijde leggen en de in de volgende aanvulling beschreven geheugen-kaart gaan opbouwen.

Tabelarische gegevens

Tabel 4/7.3.7-1 geeft een overzicht van de bedienings-mogelijkheden van de twee schakelaars S1 en S2.
Tabel 4/2.3.7-2 geeft de aansluitingen van de analoge print van de sound-sampler op de 64-polige systeem-connector.

	S1 gesloten	S2 geopend
S1 gesloten	audio-invoer rechtstreeks in het geheugen	
S1 geopend	naar computer	van computer

Tabel 4/2.3.7-1: De bedienings-mogelijkheden van de twee schakelaars op de print.

2.3 Het MSS-synthesizer systeem

pen-nummer	A	C
1	+5 V	+5 V
2	+15/12 V	+15/12 V
4	NC	WE (bus)
5	D1	D0
6	D2	D7
7	D3	D6
8	D4	D5
10	NC	CLOCK (bus)
21	−15/12 V	−15/12 V
32	massa	massa

Alle niet opgenomen pennen zijn NC

Tabel 4/2.3.7-2: De aansluitingen van de schakeling op de systeem-connector.

Onderdelenlijst

Weerstanden, 1/3 W

R1 = 18...27 kΩ
R2 = 15 kΩ
R3 = 10 kΩ
R4 = 1,5 MΩ
R5 = 330 kΩ
R6 = 33 kΩ
R7, R12 = 120 kΩ
R8, R9, R14 = 1,8 kΩ (2,2 kΩ)
R10, R11 = 33 kΩ
R13, R14 = 4,7 kΩ (5,6 kΩ)
R16...R23 = 1 kΩ

Potentiometers

P1 =500 kΩ, log, pot.
P2 = 1 MΩ, staande trimmer
P3 = 10 kΩ, log, pot.
P4 = 2,2 kΩ, staande trimmer

Condensatoren

C1, C2, C7 = 330 pF, keramisch
C3, C5, C8 = 100 pF, keramisch
C4 = 1 nF, MKH
C6, Ce = 4,7 μF, 16 V tantaal

Geïntegreerde schakelingen

IC1 = TL 084/74 opamp
IC2 = CD 4069 hex invertor
IC3 = CD 4066 quad switch
IC4 = CD 4017 dec. teller
IC5 = AD 7574 ADC
IC6, IC7 = SN 74 C 244 tri-state buffer
IC8 = SN 74 S 157 multiplexer

Halfgeleiders

D1 = LED
D2, D3 = 1 N 4148

Diversen

S1, S2 = enkelpolig aan/uit
St1 = 64-polige connector
= volgens DIN 41612
3 x 14-polige IC-voet
2 x 16-polige IC-voet
1 x 18-polige IC-voet
2 x 20-polige IC-voet

2.3 Het MSS-synthesizer systeem

De geheugenkaart

In de geheugenkaart worden de van de analoge ingangskaart of van de computer-interface afkomstige signalen opgeslagen en nadien door middel van een DAC weer in analoge signalen omgezet. De volledige elektronica van deze kaart kan in vier grote blokken ingedeeld worden:
- het geheugen, 32 kB CMOS RAM;
- de besturing voor het geheugen;
- de digitaal naar analoog omzetter;
- het spanningsgestuurd filter VCF.

Deze laatste schakeling is noodzakelijk om het uit het geheugen teruggewonnen signaal te ontdoen van resten van de clock-frequentie en van de onvermijdelijke spikes die ontstaan bij het digitaal naar analoge proces.

Een opmerking vooraf: deze kaart is de meest ingewikkelde van het volledige MSS-systeem en de nabouw is zeker niet voor iedereen weggelegd. Op een normale EURO-kaart worden niet minder dan 24 IC's ondergebracht en deze kaart is wat constructie betreft dan ook volledig te vergelijken met de meest ingewikkelde professionele printen. Voor het solderen heeft men het fijnste gereedschap nodig dat op de markt is en een zeer vaste hand.

De verschillende blokken worden nu achtereenvolgens besproken aan de hand van het volledige schema van figuur 4/2.3.7-6.

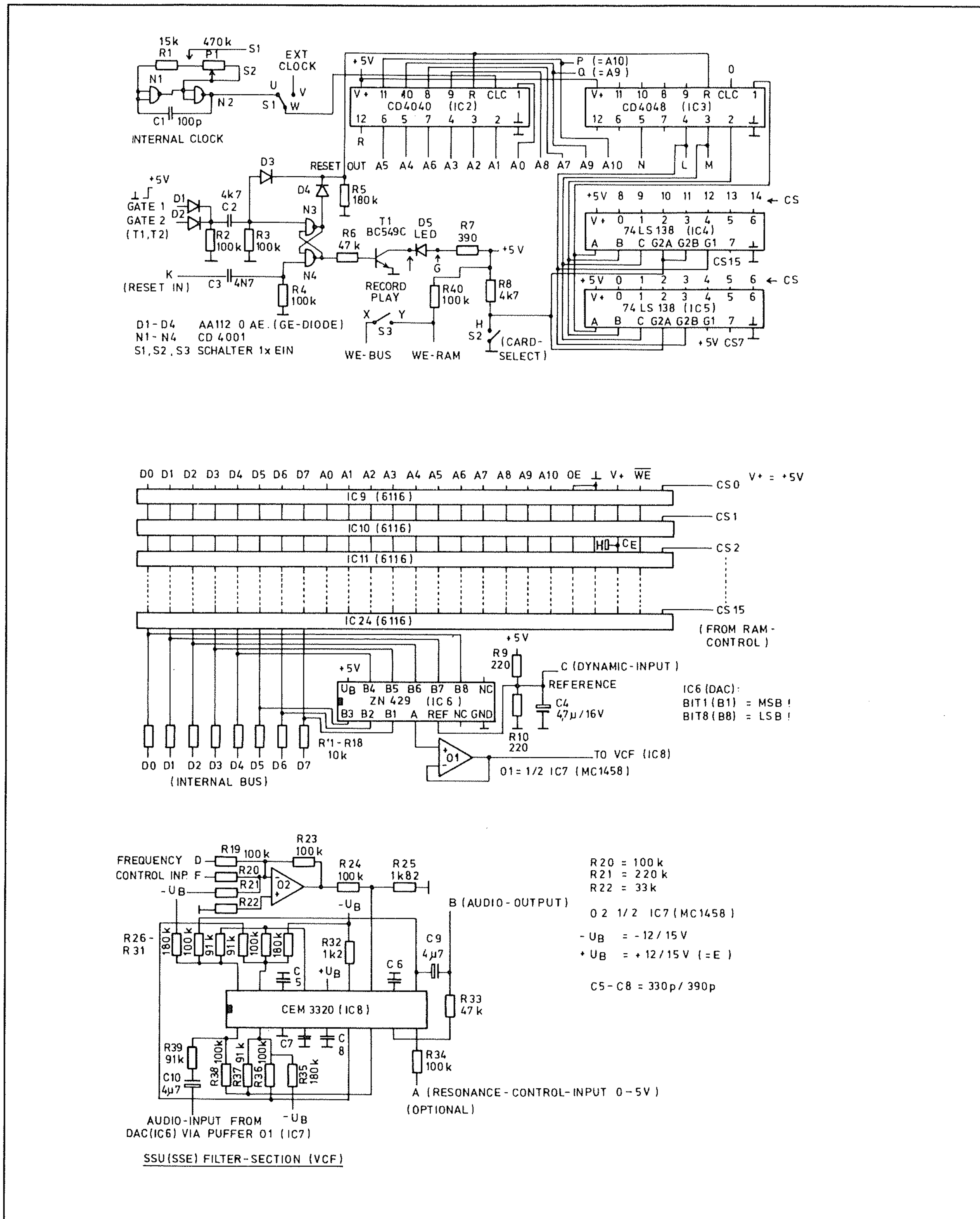
Het geheugen

In de standaard-uitvoering is het 32 kB geheugen uitgevoerd met statische geheugen-IC's van het type 6116. Deze IC's hebben een interne organisatie van 2048 x 8 bit, de aansluitgegevens zijn opgenomen in figuur 4/2.3.7-7.

Er zijn in totaal 32 / 2 = 16 IC's noodzakelijk en de schakeling rond deze IC's (IC9 tot en met IC24) treft men aan in het midden van de schema-tekening. De IC's zijn 'byte-wide' georganiseerd en niet gemultiplexed, wat als groot voordeel heeft dat men alle leidingen (op de chip-select ingangen na, natuurlijk) gewoon parallel kan schakelen.
De adres-signalen A0 tot en met A10, het schijf/lees-signaal WR en de chip-select signalen CS0 tot en met CS15 worden geleverd door de besturingsschakeling, die in de volgende paragraaf besproken wordt.
De gemeenschappelijke data-leidingen D0 tot en met D7 zijn via serie-weerstanden van 10 kΩ (R11 tot en met R18) verbonden met de data-bus van het SSE-systeem. Deze weerstanden laten toe verschillende geheugenkaarten parallel te schakelen, zonder dat de dataleidingen elkaar beïnvloeden. Een soort 'digitale meng-weerstanden' dus!

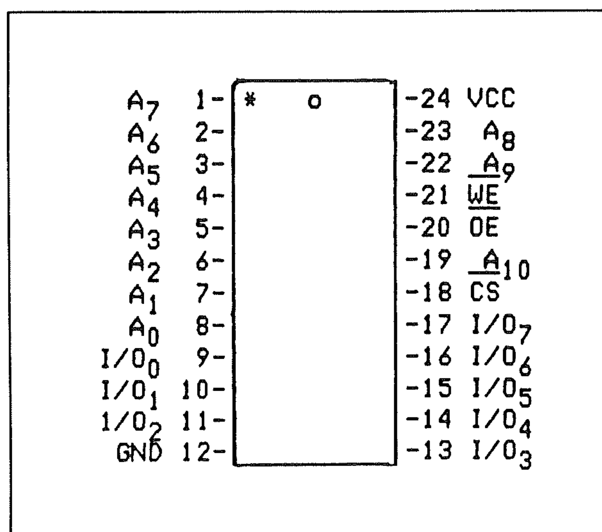
In plaats van de standaard CMOS RAM's zou men ook EPROM's kunnen gebruiken. Men moet dan eerst eigen geluiden inlezen in EPROM's van het type 2708, 2716 of 2732 en deze schakelingen in de plaats van de RAM's in de print opnemen. Het is dan echter noodzakelijk enige wijzigingen in de besturingslogica aan te brengen. Met name de clock-ingang van IC3 (punt 0) en de reset (punt K) moeten door andere signalen bestuurd worden. Deze wijzigingen kan men door het aanbrengen van draadbruggen in de print-struktuur verwerken.
Uit de beschrijving van de besturingslogica zal wel duidelijk worden welke wijzigingen voor ieder soort IC noodzakelijk zijn.

2.3 Het MSS-synthesizer systeem



Figuur 4/2.3.7-6: Het volledige schema van de geheugen-kaart.

2.3 Het MSS-synthesizer systeem



Figuur 4/2.3.7-7: Aansluitgegevens van de 6116 RAM's die in deze schakeling worden gebruikt. Uit deze figuur kan men afleiden welke EPROM's wel en welke niet compatible zijn.

De besturings-logica

De besturingslogica wekt de voor het in- en uitlezen van het geheugen noodzakelijke signalen op. Dat zijn:

- CLOCK, intern of extern, bijvoorbeeld van de high-speed VCO;
- GATE, voor het starten van het geluid;
- WE, een signaal van de gemeenschappelijke SSE-bus.

Deze signalen worden nu in het kort besproken, het schema van dit deel van de schakeling omvat de bovenste helft van figuur 4/2.3.7-6.

– WE-signaal
Afhankelijk van de stand van schakelaar S3 ligt de WE-RAM aansluiting aan de 'H' (schakelaar geopend, weergave-bedrijf) of is dit signaal met het WE-BUS signaal verbonden (schakelaar gesloten, opname-bedrijf). De waarde van de pull-up weerstand R40 is erg hoog (100 kΩ), zodat er geen gevaar bestaat dat de WE-BUS te zwaar belast wordt.

– CLOCK-signaal
Afhankelijk van de stand van de schakelaar S1 wordt de clock-ingang van de teller IC2 verbonden met de interne oscillator (N1, N2) of met een externe CLOCK. De frequentie van de interne oscillator is regelbaar door middel van de potentiometer P1. De frequentie van de klok bepaalt de snelheid waarmee het geluid uit het geheugen wordt uitgelezen.

– GATE-signaal
De twee externe gate-ingangen worden door middel van een diodepoort (D1, D2 werken als OR) en via een pull-down weerstand R2 aan een differentiator aangeboden. Deze differentiator, samengesteld uit C2 en R3, wekt een korte positieve puls op bij de voorflank van een GATE-puls. Dit signaal wordt aangeboden aan een van de ingangen van een uit twee poorten opgebouwde RS-flipflop (N3, N4). Het gevolg is dat de flipflop set en de uitgang van N3 'L' wordt. De reset-ingangen van de twee tellers IC2 en IC3 worden 'L', deze liggen immers via weerstand R5 aan de massa. De tellers worden nu vrijgegeven en het geheugen wordt vanaf het eerste adres met een door CLOCK bepaalde snelheid uitgelezen.

De binaire uitgangen van de teller IC2 zijn rechtstreeks verbonden met de adres-ingangen van de geheugen-IC's. Bij gebruik van de standaard CMOS RAM's van het type 6116 wordt punt P doorverbonden met punt O, zodat het

2.3 Het MSS-synthesizer systeem

A10 signaal dient als clock-signaal voor de teller IC3. De uitgangen 1 tot en met 4 van deze teller worden aangeboden aan de ingangen van de 3 naar 8 multiplexers IC4 en IC5. Deze twee IC's wekken de 16 chip-select signalen CS op, die de RAM's een na een activeren. Met de schakelaars S2 (CARD SELECT) kan men de RAM data-signalen naar tri-state schakelen. Dit is noodzakelijk als men verschillende geheugen-kaarten in het systeem opneemt. Deze staan immers parallel en door het sluiten van S2 op de kaart die men in gebruik wil nemen worden de data-lijnen op deze kaart geactiveerd. Op alle overige geheugen-kaarten moet schakelaar S2 geopend blijven.

Bij gebruik van 6116 IC's in het geheugen wordt de reset-ingang K verbonden met de vijfde uitgang (punt N) van IC3. Op het moment dat deze uitgang 'H' wordt zal de flipflop N3-N4 gereset worden door de gedifferentieerde puls (C3, R4). Dit gebeurt uiteraard op het moment dat het laatste geheugenadres wordt aangesproken. De uitgang van N3 wordt 'H' en dit signaal zal via de diode D4 de tellers IC2 en IC3 resetten. Alle adres-signalen gaan naar 'L' en het geheugen is klaar om weer in- of uitgelezen te worden.

Ook bij het aanleggen van een GATE-puls zal er via de diode D3 een korte reset-plus aan de tellers worden aangeboden. Als men dus tijdens het uitlezen van de informatie een tweede gate-puls aanlegt, zullen de tellers naar reset-toestand springen. Het geheugen wordt weerom vanaf adres 0000 aangesproken. Het uitlees-proces start weer van nul.

Men zou de werking van de besturing in het kort als volgt kunnen samenvatten.
Bij het aanleggen van een GATE-signaal (positieve flank) wordt de reset van de tellers opgeheven en beginnen de adres-decoders IC2 tot en met IC5 het geheugen byte na byte aan te spreken op het ritme van het CLOCK-signaal. Na het bereiken van het hoogste byte wordt het geheel gereset en deze situatie blijft bestaan totdat men een tweede GATE-puls aanbiedt.

De digitaal naar analoog omzetter

De in het geheugen opgeslagen digitale informatie moet weer omgezet worden in een analoog signaal. Omdat het de bedoeling is dat diverse geheugen-kaarten in het systeem kunnen worden opgenomen en in speciale omstandigheden het best wel nuttig kan zijn meerdere geheugen-kaarten gelijktijdig uit te lezen (wij komen daar later op terug) is het noodzakelijk iedere kaart van een eigen DAC te voorzien.
Er wordt gebruik gemaakt van een eenvoudige 8 bit omzetter van het type ZN 429 (IC6, midden van het schema).
Er moet op gelet worden dat B1 overeen komt met het MSB en D8 met het LSB. Dit is dus het omgekeerde van wat men normaal zou verwachten! De DAC heeft geen ingebouwde referentie, deze moet dus extern worden aangeboden. Bij het schema wordt dit gerealiseerd door een eenvoudige weerstandsdeler, opgebouwd uit de weerstanden R9 en R10. Deze referentie-deler wordt gevoed uit de +5 V en ontkoppeld door middel van een elco C4.
Het is natuurlijk ook mogelijk een externe referentiespanning te gebruiken. Het schema is daartoe voorzien van een

ingang, DYNAMIC INPUT genoemd en op deze ingang kan men een spanning tussen 0 en +2,5 V aansluiten. Het is wel de bedoeling dat de impedantie van deze spanning zo laag mogelijk is. Er wordt dus geadviseerd een op-amp buffer toe te passen!
Bij het ontwerp van het frontplaatje is rekening gehouden met deze externe ingang. Men kan bijvoorbeeld een 6,3 mm stekerbus monteren en de schakelaar waarmee deze bussen standaard zijn uitgerust gebruiken om de referentie-ingang van het DAC-IC ofwel met de op de print aanwezige spanningsdeler ofwel met de externe referentie te verbinden.
De uitgangsspanning van de DAC wordt via een buffer 01 aan het filter aangeboden.

Het spanningsgestuurd filter
Uit plaatsoverwegingen werd gekozen voor een in synthesizerkringen niet onbekend speciaal IC: de CEM 3320. Dit IC is een spanningsgestuurd laagdoorlaatfilter met een steilheid van 24 dB per octaaf, hetgeen voor deze toepassing meer dan genoeg is.
Hoewel het in principe niet noodzakelijk is de doorlaatband van het filter te sturen, kan men, nu deze mogelijkheid toch aanwezig is, daar nuttig gebruik van maken. Leest men namelijk het geheugen uit met een variabele externe klok-frequentie, bijvoorbeeld afkomstig van de high-speed VCO, dan kan men de doorlaatband van het filter aanpassen aan de uitlees-snelheid door de VCO- en VCF-stuuringangen parallel te schakelen.

Het filter bezit twee ingangen voor het sturen van de doorlaatband, beide met een karakteristiek van 1 V per octaaf. Men kan een ingang verbinden met een potentiometer op de frontplaat, zodat men de doorlaatband met de hand kan instellen. Het volstaat de potentiometer tussen de massa en de +12/15 V op te nemen en de loper met de stuuringang van het IC te verbinden.
De tweede ingang kan door een externe spanning, zoals bijvoorbeeld die van een ADSR-generator aangestuurd worden. Men kan ook de uitgang van de high-speed VCO gebruiken.
De inverter 02 is noodzakelijk om bij stijgende stuurspanning een vergroten van de bandbreedte te verkrijgen. Weerstand R21 bepaalt de onderste bandbreedte van het filter en kan desgewenst aangepast worden. Het uitgangssignaal van de DAC wordt via het netwerk C10, R39 aan de ingang van het filter-IC aangeboden. De condensator is nodig omdat de DAC een op een gelijkspanning gesuperponeerd signaal aflevert en het filter-IC met een symmetrisch signaal moet werken.

Het is ook mogelijk de kwaliteits-factor van het filter door middel van een stuursignaal te beïnvloeden. Men kan deze gelijkspanning aansluiten op punt A van de schakeling (rechter benedenhoek schema).

Het uitgangssignaal staat ter beschikking op punt B en heeft een maximale grootte van ongeveer 2 V_{ttt}. Deze maximale waarde kan door het variëren van de waarde van weerstand R39 aan de specifieke eigen behoeftes aangepast worden.

De bouw van de schakeling
Zoals reeds gezegd is deze schakeling

2.3 Het MSS-synthesizer systeem

op de meest complexe print van het gehele systeem ondergebracht. Gebruik dus de fijnst mogelijke soldeerstift en speciale, zeer dunne en snel vloeibare tin!
De print is via de uitgever bij de fabrikant van het MSS-systeem te bestellen.
De plaats van de onderdelen volgt uit figuur 4/2.3.7-8. Zoals blijkt moeten bijna alle onderdelen loodrecht op de print worden aangebracht. Let hierbij vooral op de germanium-dioden. De glazen behuizing is zeer kwetsbaar en breekt af als men een van de draadjes te strak buigt. Gebruik dus een tangetje en laat de aansluitdraad ongeveer en halve centimeter doorlopen alvorens hem te buigen!
Let op de plaats van de aansluitingen van transistor T1. Deze zijn omgewisseld, een kleine schoonheidsfout maar een 'goede' volgorde was printtechnisch echt niet te realiseren. Het punt I op de print wordt verbonden met de katode van de LED D5 en bevat tevens de kollector-aansluiting van de transistor. De basis zit rechts van het punt I. Soldeer deze onderdelen alvorens condensator C3 gemonteerd wordt. Na inbouw van deze condensator is het genoemde punt namelijk zelfs met de dunste soldeerpunt niet meer te bereiken!
Het was onmogelijk de componenten-tekening te voorzien van de gebruikelijke onderdelen-coderingen R, C, T, etc. Alle onderdelen zijn echter door hun symbool voorgesteld en na enige bestudering van de tekening zal blijken dat alle onderdelen zonder problemen terug te vinden zijn.

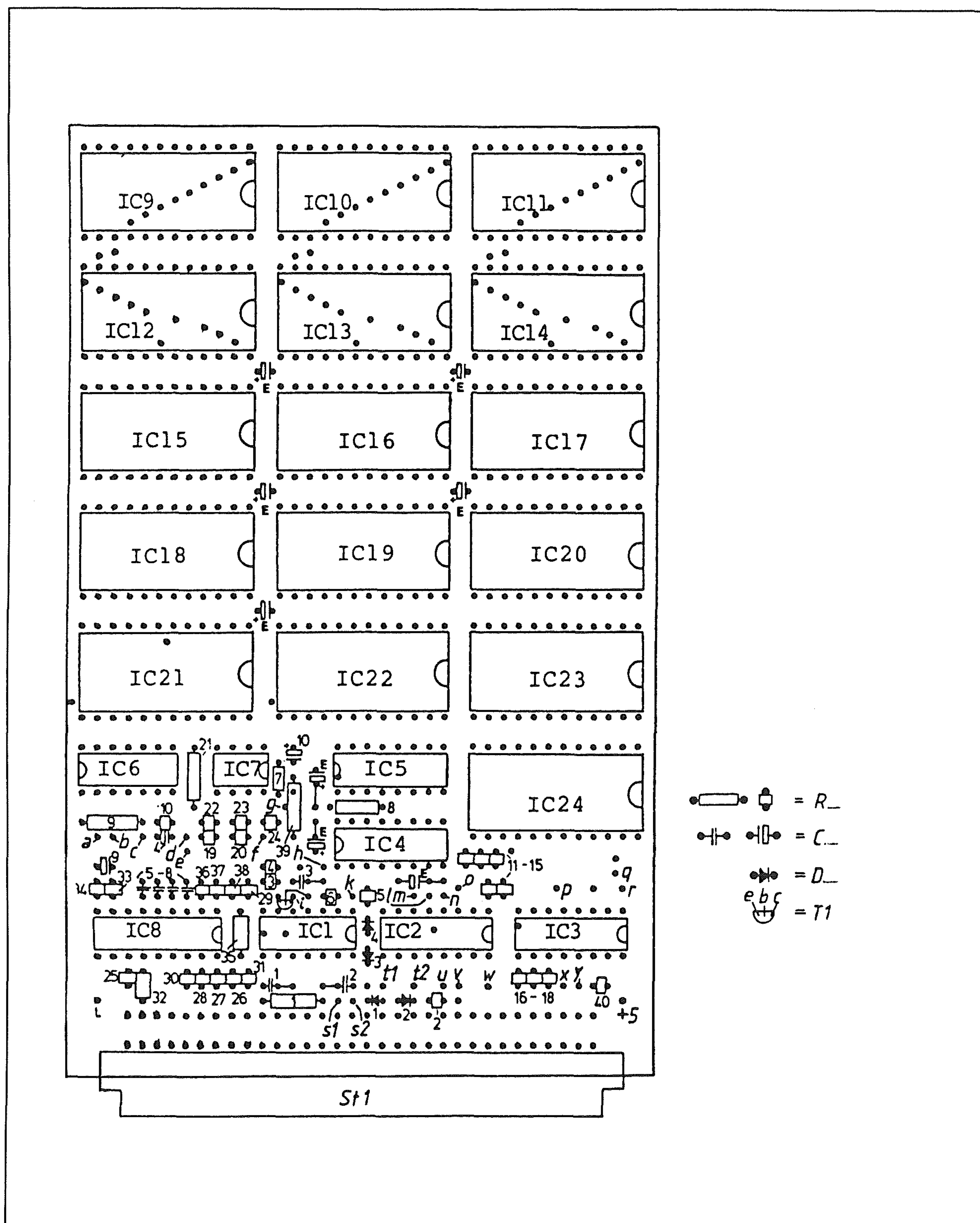
De print zit zo boordevol onderdelen dat er echt geen plaats meer over was voor het aanbrengen van bevestigingsgaatjes. Wil men de print in een systeem met frontplaat opnemen, dan zal men zijn eigen verbeelding aan het werk moeten zetten! Men zou bijvoorbeeld de IC-voetjes van de IC's 9, 10 en 11 kunnen voorzien van een gelijmde strook epoxy en deze strook op het frontplaatje vastschroeven. Bij gebruik van één seconde lijm ontstaat dan toch een tamelijk stevig geheel.

De frontplaat

Figuur 4/2.3.7-9 geeft een impressie van de indeling van de frontplaat en geeft ook een indicatie van de manier waarop alle zich op de frontplaat bevindende onderdelen met de print verbonden moeten worden.
Nadere gegevens om deze klus tot een goed einde te brengen vindt men in tabel 4/2.3.7-3.
Voor de aansluitpunten met de opmerking 'zie tekst' geldt dat deze onderling doorverbonden moeten worden, afhankelijk van het soort geheugen-IC's dat men heeft toegepast:
- type 6116
  O met P, K met N
- type 2716
  O met P, K met N, S3 en R40 vervallen
- type 2732
  geen verbindingen, S3 en R40 vervallen

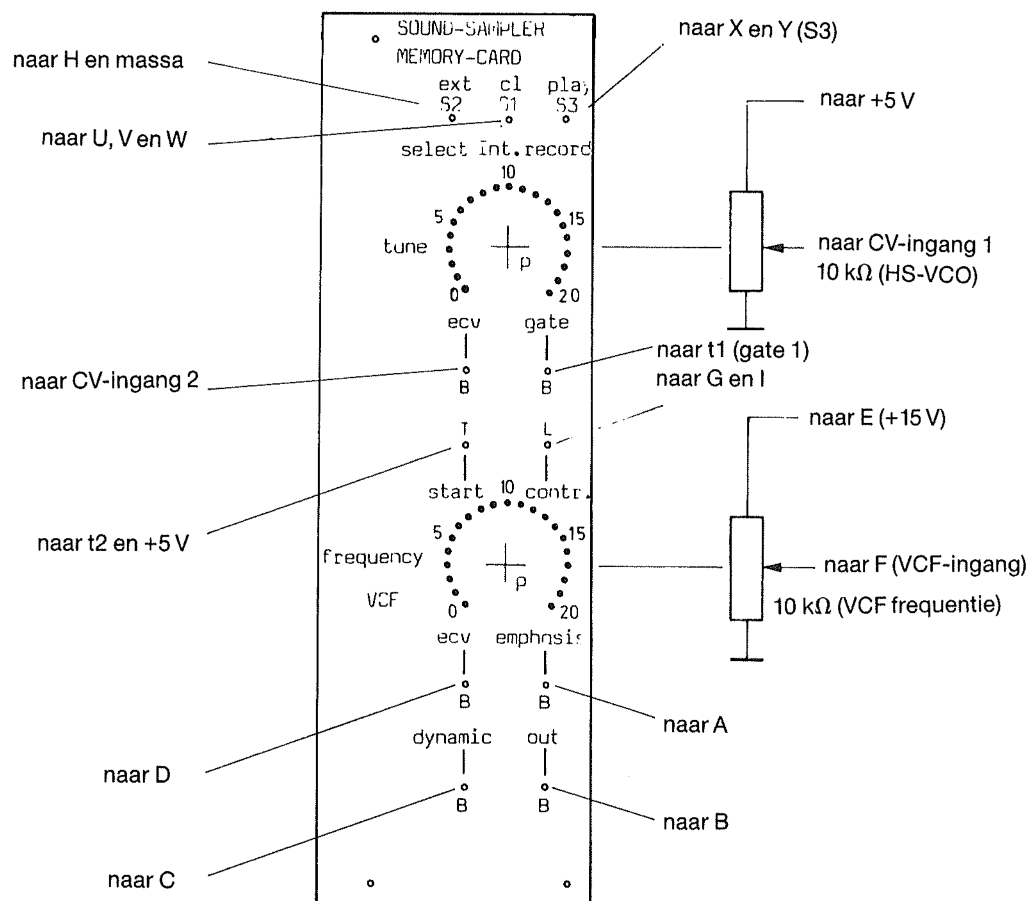
Gebruikt men andere EPROM's, dan zal men zélf aan de hand van de beschreven werking van de besturings-logica en de eigenschappen van het IC moeten bepalen hoe de diverse schema-delen met elkaar verbonden moeten worden. De acht punten K tot en met R zijn echter zo universeel in het schema verweven, dat voor iedere IC wel een goede combinatie te vinden is. Tot slot geeft tabel 4/2.3.7-4 een overzicht van de stekeraansluitingen op de print.

2.3 Het MSS-synthesizer systeem



Figuur 4/2.3.7-8: Componenten-opstelling.

2.3 Het MSS-synthesizer systeem



Opmerking: de ingang CV-ingang 2 HS-VCO wordt met het schakelcontact van de ingangs-bus verbonden, zodat de stuurspanning zonder steker in de bus ook met de filter-ingang verbonden wordt en de VCF de HS–VCO volgt.

Afkortingen:
B = 3,5 mm stekerbus
P = 4 mm draaipotentiometer
S = tuimelschakelaar, miniatuur
T = drukschakelaar, miniatuur
L = LED, 3 mm

Figuur 4/2.3.7-9: Het frontpaneeltje, met alle noodzakelijke bedrading naar de print.

Onderdelenlijst

Weerstanden, 1/4 W

R1	= 15 kΩ
R2-R5, R34, R40	= 100 kΩ
R6, R33	= 47 kΩ
R7	= 270 – 470 Ω
R8	= 4,7 kΩ (5,6 kΩ)
R9, R10	= 220 Ω (270)
R11-R18	= 10 kΩ (15 k)
R22	= 33 kΩ
R21, R26, R31, R35	= 220 kΩ (180 k)
R32	= 1,2 kΩ (1,5 k)

Weerstanden, 1% metaalfilm

R19, R20, R23, R24, R27, R30, R36, R38	= 100 kΩ
R25	= 1,82 kΩ
R28, R29, R37, R39	= 90,9 kΩ

Potentiometer

P1	= 470 kΩ, logarithmisch, 4 mm as

Condensatoren

C1	= 100 pF, keramisch
C2, C3	= 4,7 nF, MKH
C4, C9, C10	= 4,7 µF, 16 V tantaal
Ce (8x)	= 4,7 µF, 16 V tantaal
C5-C8	= 330 pF, styroflex

Halfgeleiders

D1-D4	= AA 112
D5	= LED
T1	= BC 549 C

Geïntegreerde schakelingen

IC1	= CD 4001, quad NOR
IC2, IC3	= CD 4040, 12-bit teller
IC4, IC5	= 74 LS 138, decoder/ demultiplexer
IC6	= ZN 429 E-8, DAC
IC7	= MC 1458, dubbele op-amp
IC8	= CEM 3320, VCF
IC9-IC24	= 6116, RAM

Diversen

S1	= schakelaar, 1 x OM
S2, S3	= schakelaar, 1xAAN

1 x 64-polige printsteker A/C
2 x 14-polig IC-voetje
4 x 16-polig IC-voetje
1 x 8-polig IC-voetje
1 x 18-polig IC-voetje
16 x 24-polig IC-voetje
1 x dubbelzijdige, doorgemetaliseerde print

Het testen van de schakeling

Steek alleen de IC's 1 tot en met 5 in de voetjes en sluit een +5 V voedingsspanning aan. Schakel S1 op interne clock. Test nu de volgende functies:

- meet op uitgang N2 of de oscillator oscilleert;
- leg een +5 V puls op de GATE-ingang (welke maakt niet uit) en controleer of de uitgang van N3 (flipflop) 'L' wordt;
- controleer of de tellers IC2 en IC3 de pulsen van de interne oscillator tellen (bruggen O-P en K-N aanbrengen);
- onderzoek of de chip-select signalen aanwezig zijn onder de vorm van korte 'L'-pulsen op de 16 CS-leidingen, door het omschakelen van S2 moeten alle leidingen naar 'H' gaan;
- de LED moet tijdens een volledige syclus branden;
- bij het bereiken van het hoogste geheugen-adres moet de flipflop gereset

worden (uitgang N3 'H') en de LED doven.

Schakel de voeding uit en breng de RAM-IC's aan. Sluit de SELECT-schakelaar S2 en open de PLAY/RECORD-schakelaar S3.
Schakel de +5 V voeding in en start een syclus. Op de data-lijnen moet men nu willekeurige opeenvolgingen van 'L' en 'H' kunnen meten, omdat de RAM's bij het aanleggen van de voeding willekeurige data opnemen.
Sluit vervolgens S3 (RECORD-modus) en leg punt X aan de massa. Alle data-leidingen (op de print-steker, niet aan de RAM's!) worden op een gedefinieerd niveau gelegd: massa voor 'L' of +5 V voor 'H'. Start een syclus en schakel na beëindiging over op PLAY. Na het starten van een nieuwe syclus moet dezelfde informatie op de data-lijnen terug te vinden zijn.
Test dit bij enige combinaties van data op de acht lijnen!

Schakel de voeding weer uit en breng de overige, analoge IC's aan. Verbindt de print ook met een symmetrische voedingsspanning van ± 12 á ± 15 V.
Schakel de voedingen in en lees het geheugen uit. Op de uitgang van de DAC en dus ook op de uitgang van O1 en C10 moet men nu een willekeurig gevormde trapvormige spanning kunnen meten. Waarom dat zo is zal nu wel duidelijk zijn!
Legt men alle data-lijnen op de geschreven manier aan 'L' of aan 'H', leest men deze gegevens in het geheugen in en leest men nadien het geheugen weer uit, dan moet men op de uitgang van de DAC ofwel 0 V meten (data-lijnen 'L'), ofwel ongeveer +2,5 V (data-lijnen 'H').

Sluit een monitor-versterkertje aan op de geluids-uitgang van het filter IC. Bij het uitlezen van een syclus moet een willekeurig ruissignaal hoorbaar zijn, waarvan de toonhoogte door het verdraaien van de filter-potentiometer verandert.

De print is nu getest en kan ingebracht worden in het volledige SSE-systeem.

Test van het volledige SSE-systeem

Men beschikt nu over twee afzonderlijke geteste prints en het komt er nu op een deze tot een werkend registratiesysteem te verenigen.
Als men gebruik maakt van een bus-print kan men beide kaarten op deze bus- aansluiten en klaar is kees. De enige verbindingen die nodig zijn:
- de data-lijnen D0 tot en met D7;
- de CLOCK (bus);
- de WE (bus);
- de drie voedingen en de massa.

Men kan natuurlijk ook afzien van het gebruik van een dure bus-print en de draadjes met de hand aanbrengen.

Bij alle volgende tests moet de geheugen-kaart geactiveerd zijn, dus S2 gesloten.

- geluiden inlezen

Leg aan de ingang van de ingangskaart een geluidssignaal (let op de juiste uitsturing door middel van de controle-LED) waarbij de kaart in de inlees-modus moet geschakeld zijn en wel op sample en niet op computer-bedrijf.
Op het moment dat men het geluid wil registreren drukt men op de gate-schakelaar op het frontplaatje of voert men een externe gate-puls toe. Uiteraard

moet de geheugen-kaart in de RECORD-modus zijn ingesteld en op externe clock-geschakeld.
De LED gaat branden, na het beëindigen van de syclus dooft deze.

– geluiden uitlezen
Zet S3 op PLAY, selecteer in- of externe clock en druk op de gate-schakelaar. Op de audio-uitgang verschijnt nu het opgenomen signaal. De afsnij-frequentie van het filter wordt zo ingesteld dat het clock-signaal niet meer te horen is. Door het variëren van de clock-frequentie kan men de snelheid waarmee het geluid uit het geheugen wordt uitgelezen en dus de toonhoogte instellen.

– geluid in de computer inlezen
De ingangs-print wordt geschakeld op 'computer-bedrijf, transfer naar computer'. Op de geheugen-kaart wordt S3 in de stand PLAY gezet en S1 op externe klok. De gate-schakelaar wordt ingedrukt. De computer wordt geladen met een programma dat in staat is het geheugen van het SSE-systeem over te dragen naar het interne geheugen.

– geluid uit computer uitlezen
De ingangs-print wordt geschakeld op 'computer-bedrijf, transfer van computer'. S3 wordt op RECORD gezet, S1 op externe klok. De gate-schakelaar wordt gedrukt. De computer wordt geladen met een programma dat de gegevens uit het computer-geheugen overzet naar het SSE-geheugen.

Tabel 4/2.3.7-5 geeft een overzicht van de instelling van alle schakelaars op de ingangs- en geheugen-kaarten voor de verschillende bedrijfs-modi van het SSE-systeem.

Het gebruik van meerdere geheugen-kaarten

Bij het gebruik van meer dan een geheugen-kaart moet steeds die kaart geactiveerd worden, die op een bepaald moment in gebruik is. Zijn alle kaarten gevuld met de gewenste informatie, dan kan men bij het uitlezen van de geluiden alle kaarten inschakelen. Door het opnemen van serie-weerstanden in de data-leidingen beïnvloeden de kaarten elkaar immers niet.
Bij data-transport moet men echter steeds slechts één kaart inschakelen. Op deze regel bestaat één uitzondering, namelijk als men hetzelfde geluid in meer dan een kaart wil inlezen. Dat kan nuttig zijn als men het geluid polyfoon wil weergeven.
Zou men het systeem verkeerd instellen, dan kan men zeer rare effecten verkrijgen, maar er kan niets met de hardware mis gaan.

2.3 Het MSS-synthesizer systeem

Code	Functie	Bedrading
a	VCF controle Q-factor	ingang resonance IC8
b	audio-uitgang	naar audio uitgangs-steker
c	dynamic-ingang	ingang dynamic IC6
d	VCF ingang	potentiometer VCF (loper)
e	+15 V	potentiometer VCF
f	VCF ingang	VCF ingangs-steker
g	LED, anode	LED, anode
h	CARD-SELECT	S2
i	LED, katode (kol. T1)	LED, katode
k	Counter reset ingang	zie tekst
l	uitgang 4 IC3	zie tekst
m	uitgang 3 IC3	zie tekst
n	uitgang 5 IC3	zie tekst
o	clock-ingang IC3	zie tekst
p	A10 (uitgang 11 IC2)	zie tekst
q	A9 (uitgang 10 IC2)	zie tekst
r	uitgang 12 IC2	zie tekst
s1, s2	interne clock-freq.	P1 op frontplaat
t1	gate 1	drukschakelaar aan +5 V
t2	gate 2	externe gate-ingang (steker)
u	interne clock	S1
v	ext. clock	S1
w	clock-ingang IC2	S1
x	WE (bus)	S3
y	WE (RAM)	S3

Tabel 4/2.3.7-3: De bedrading tussen print en front.

2.3 Het MSS-synthesizer systeem

Pen-nummer	A	C
1	+5 V	+5 V
2	+12/15 V	+12/15 V
4	niet gebruikt	WE (bus)
5	D1	D0
6	D2	D7
7	D3	D6
8	D4	D5
10	niet gebruikt	clock (bus)
18	P1 (frequentie, S1)	P1 (frequentie, S2)
21	−12/15 V	−12/15 V
30	audio-uitgang	dynamic in
31	VCF in	VCF Q-factor in
32	massa	massa

Tabel 4/2.3.7-4: Aansluitgegevens van de print-connector.

Bedrijfs-modus	Ingangs-kaart		Geheugen-kaart		
	S1	S2	S1	S2	S3
niet geactiveerd	XX	XX	XX	open	XX
audio direct in	dicht	XX	ext.	dicht	dicht
computer in	open	open	ext.	dicht	dicht
audio uit, interne clock	XX	XX	int.	dicht	open
audio uit, externe clock	XX	XX	ext.	dicht	open
audio naar computer	open	dicht	ext.	dicht	open

XX betekent 'heeft geen invloed'

Tabel 4/2.3.7-5: De stand van alle schakelaars op de twee printen voor de diverse bedrijfs-modi.

2.3 Het MSS-synthesizer systeem

4/2.4

Universele sirene

Inleiding

In dit hoofdstuk wordt een kleine schakeling besproken, waarmee sirene-achtige geluidseffecten kunnen worden geproduceerd. De schakeling kan door middel van een omschakelaartje ingesteld worden op:

- sweepfunctie, waarbij de frequentie van het geluid heen en weer gesweept wordt tussen twee waarden;
- intermitterende functie, waarbij één toon afwisselend wel en niet wordt uitgezonden.

Deze schakeling kan gebruikt worden:

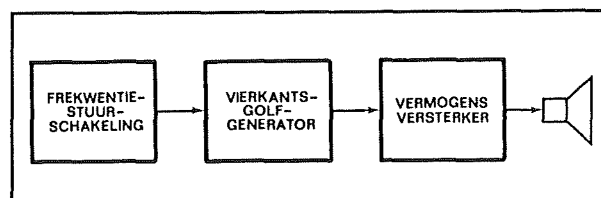
- in de modelbouw voor het simuleren van politie- en brandweersirenes;
- bij amateurtheatergezelschappen voor het genereren van speciale geluidseffecten;
- als sirene bij een inbraakalarm als men de schakeling aansluit op een versterker en luidspreker;
- als aandachttrekker bij fancy-fairs en andere gelegenheden waar publiek door middel van een geluidsinstallatie wordt toegesproken.

De schakeling wordt gevoed uit een niet kritische spanning van 6 V en heeft een ingebouwde eindtrap waarmee een luidspreker van 1 W rechtstreeks aangestuurd kan worden. Het geheel bestaat uit slechts 12 onderdelen!

Blokschema

De sireneschakeling bestaat, volgens het blokschema van figuur 4/2.4-1, uit drie blokken.

- Het middenste blok bevat de eigenlijke oscillator die verantwoordelijk is voor het genereren van het uitgangssignaal.
- Het linker blok bevat de schakeling, die de frequentie van de generator bepaalt.
- Het rechter blok bevat het eindversterkertje voor het sturen van de 1 W luidspreker.



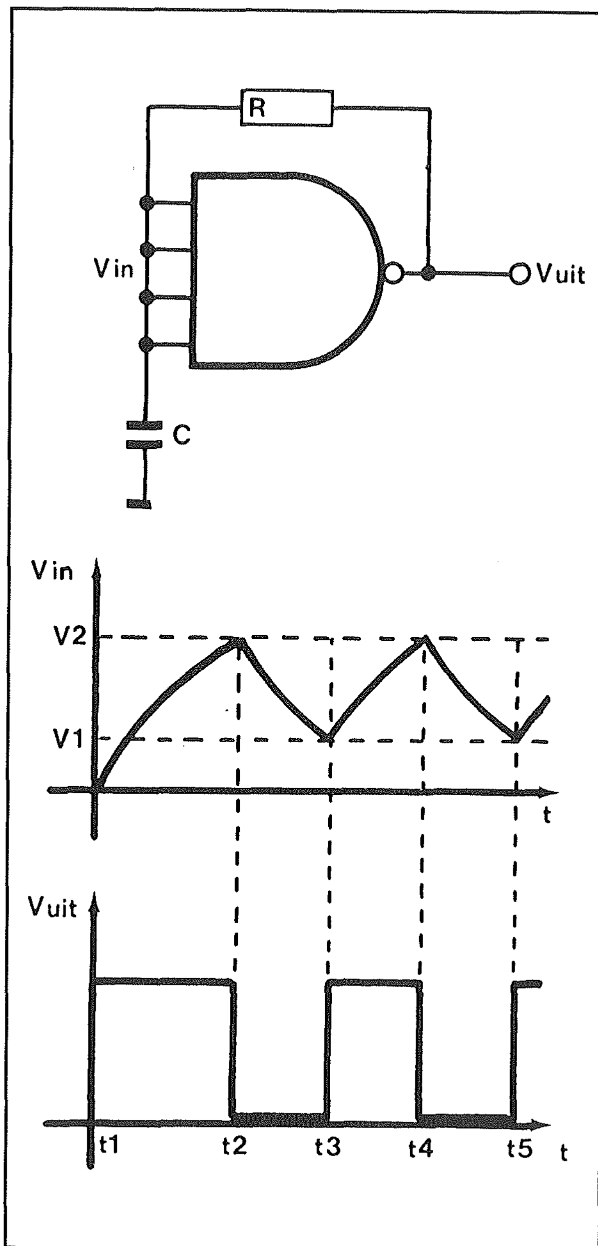
Figuur 4/2.4-1: Het blokschema van de universele sirene.

De vierkantsgolf generator

Het principeschema van de vierkantsgolfgenerator is getekend in figuur 4/2.4-2. Er wordt gebruik gemaakt van een geïntegreerde Schmitt-trigger van het type 7413. Deze poort wordt geschakeld als astabiele multivibrator.

De vier ingangen worden met elkaar verbonden. Deze punten gaan enerzijds via een condensator C naar de massa en anderzijds via een weerstand R naar de uitgang.

2.4 Universele sirene



Figuur 4/2.4-2: Het principeschema van de vierkantsgolf generator.

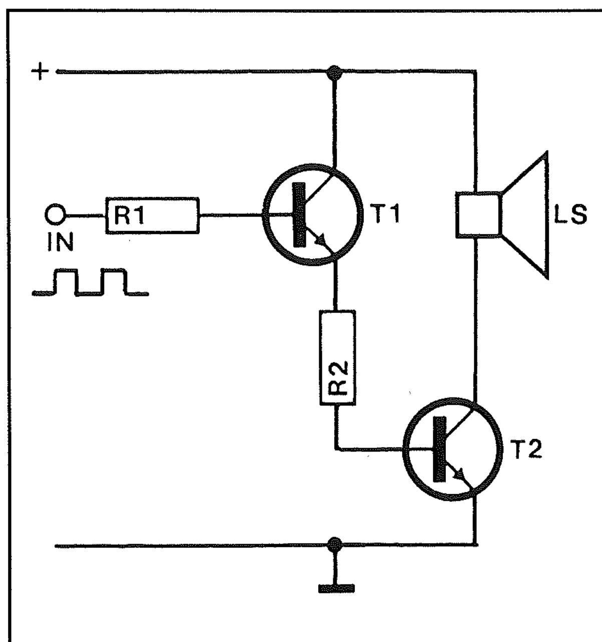
De werking berust op het gegeven dat een Schmitt-trigger een zogenaamde "hysteresisch" heeft.
De schakeling werkt als inverterende poort. Als men de ingangsspanning van 0 V laat stijgen zal de uitgang "H" zijn totdat de spanning op de ingang een bepaalde drempel V_2 overschrijdt. Deze spanning wordt gezien als "H", het gevolg is dat de uitgang "L" wordt. Als men nadien echter de ingangsspanning weer laat dalen, blijft de uitgang "L" totdat een tweede kleinere drempel V_1 wordt bereikt. Op dat moment klapt de poort om en de uitgang wordt weer "H". Het spanningsverschil tussen de twee drempels noemt men de "hysteresisch" van de schakeling.

De twee externe onderdelen R en C vormen een integrator, die de uitgangsspanning integreert en het resultaat van deze bewerking aan de ingang aanbiedt. Als de uitgang "H" is, zal de condensator door de weerstand worden opgeladen. De condensatorspanning kan stijgen tot de bovenste drempel V_2. Op dat moment klapt de schakeling om.
De uitgang wordt "L" met als gevolg dat de condensator nu gaat ontladen via de weerstand. De condensatorspanning gaat dalen totdat de onderste drempel V bereikt wordt.
De uitgang wordt nu weer "H", het proces gaat zich nu herhalen.

Op de uitgang van de poort verschijnt dus een blokvormig signaal, dat heen en weer slingert tussen de massa "L" en de normale hoge uitgangsspanning "H" van de poort.
De frequentie van dit signaal wordt bepaald door de waarde van de tijdconstante van de integrator. Hoe hoger R en C, hoe lager de frequentie.

De vermogensversterker
De uitgangsspanning van de blokgolf generator wordt aangelegd aan de ingang van de schakeling van figuur 4/2.4-3.

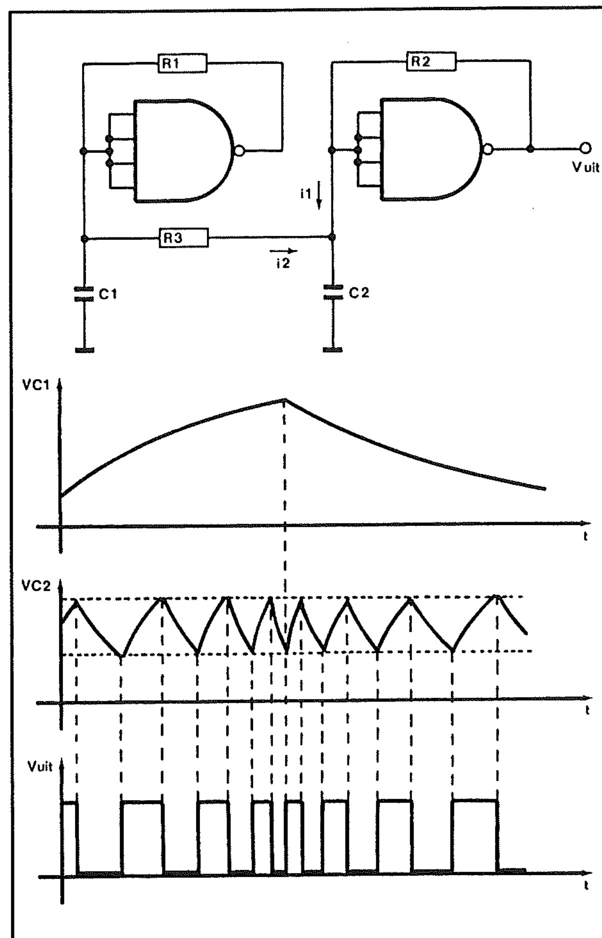
2.4 Universele sirene



Figuur 4/2.4-3: Het schema van de eindversterker van de elektronische sirene.

Deze schakeling bestaat uit twee in cascade geschakelde transistorversterkers, zodat een soort van Darlington schakeling wordt gevormd.
Als het ingangssignaal "L" is zullen beide transistoren sperren. De luidspreker is stroomloos. Wordt de ingang "H", dan gaat T1 geleiden.
De collectorstroom van deze trap vormt de basisstroom van transistor T2. Deze halfgeleider wordt volledig in verzadiging gestuurd.
De luidspreker wordt kortgesloten over de voedingsspanning en zal een flinke stroom trekken. Op deze manier kan men, met een minimum aan onderdelen, toch een behoorlijk vermogen in een luidspreker opwekken!

De stuurschakeling
Het principe van de stuurschakeling is getekend in figuur 4/2.4-4.



Figuur 4/2.4-4: Het principe van de stuurschakeling die verantwoordelijk is voor het sweepen van de frequentie van het uitgangssignaal.

De rechter deelschakeling is de reeds besproken astabiele multivibrator die het uitgangssignaal van de sirene genereert. De linker schakeling is identiek en levert dus ook een blokvormige spanning op de uitgang af. De frequentie van deze generator is echter veel lager, namelijk gelijk aan ongeveer 0,5 Hz.
Het uitgangssignaal wordt echter niet gebruikt, wel het signaal dat ontstaat over de condensator C1. Deze spanning wordt via de weerstand R3 aangeboden aan de condensator C2 van de rechter multivibrator.

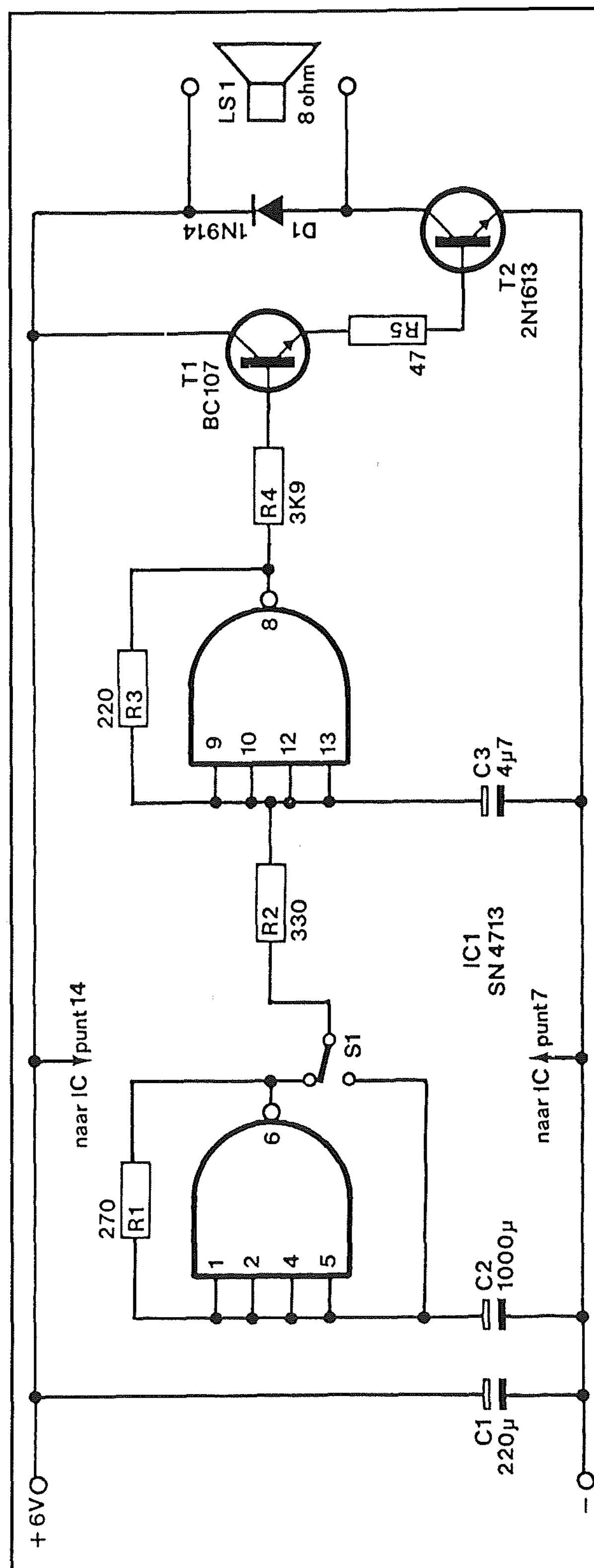
2.4 Universele sirene

Over C1 ontstaat een soort zaagtandvormige spanning.
De spanning over dit onderdeel varieert zeer langzaam tussen de beide drempels van de linker poort. Het gevolg is dat condensator C2 nu niet alleen ge- en ontladen wordt via de stroom i_1 die geleverd wordt door de terugkoppelingsweerstand R2, maar ook door de stroom i_2 die geleverd wordt door weerstand R3. Als de spanning over condensator C1 stijgt, zal ook de stroom i_2 stijgen. Condensator C2 wordt nu sneller opgeladen dan normaal, de frequentie van de rechter multivibrator zal stijgen. Omdat de spanning over C1 langzaam stijgt zal ook de stroom i_2 langzaam stijgen. Het gevolg is dat de frequentie van de rechter schakeling ook langzaam toeneemt. Er ontstaat een typisch sweepeffect.
Als de spanning over C1 weer gaat dalen zal de stroom i_2 deze daling volgen. Condensator C2 wordt nu dus trager opgeladen, de frequentie van de rechter schakeling daalt.

Het gevolg is dus dat de frequentie op het ritme van de spanning over C1 zal toenemen en afnemen. Er ontstaat het typische sirene-achtige geluid.

Het volledige praktische schema
Het uitgewerkte praktische schema van de elektronische sirene is getekend in figuur 4/2.4-4.

De drie beschreven blokken zijn gemakkelijk terug te vinden.
De enige nog niet besproken aanvulling is de omschakelaar S1. Deze schakelt de weerstand R2, verantwoordelijk voor het sweepen van de frequentie, om tussen condensator C2 en de uitgang van de linker poort.



Figuur 4/2.4-4: Het praktische schema van de elektronische sirene.

2.4 Universele sirene

Is deze weerstand met de condensator verbonden, dan ontstaat het reeds beschreven sirene-achtige sweepende geluid.
In het andere geval zal de weerstand R2 verbonden worden met de blokspanning die op de uitgang van de linker poort ontstaat.

Als deze spanning “H” is dan zal er een spanningsdeler onstaan tussen deze spanning en de uitgang van de rechter poort. Deze spanningsdeler bestaat uit de weerstanden R2 en R3. Deze weerstanden zijn zo berekend dat de spanning op het knooppunt, dus op de ingang van de rechter poort, groter is dan de bovenste drempel van deze Schmitt-trigger. Het gevolg is dat de uitgang van de rechter poort “L” blijft. De eindversterker wordt niet gestuurd, de luidspreker zwijgt.
Wordt echter de spanning op de uitgang van de linker poort “L”, dan zal de spanningsdeler de spanning op de ingangen van de rechter poort niet rechtstreeks beïnvloeden. Het enige dat er gebeurt is dat de spanning over condensator C3 door een extra ontlaadstroom via R2 wordt belast. De schakeling kan echter wel oscilleren.

Men kan dus besluiten dat men met de schakelaar S1 het soort geluidseffect kan omschakelen.
Staat deze schakelaar in de onderste stand, dan zal de schakeling een sweepend geluid produceren. In de bovenste stand wordt een intermitterende toon opgewekt.

De schakeling is uitgerust met een TTL-IC en moet dus gevoed worden uit een spanning die ligt tussen +5 V en +6,5 V. In de praktijk kan men gebruik maken van batterijen die, is serie geschakeld, een spanning van 6 V leveren.
De grote inwendige weerstand van de batterijen wordt ontkoppeld door de grote condensator C1 die over de voeding is geschakeld.

Over de luidspreker wordt een diode D1 geschakeld. De luidspreker wordt immers aan en uit gestuurd. Bij het uitschakelen kan er over de inductantie van de luidsprekerspoel een vrij grote tegenspanning ontstaan. Deze wordt kortgesloten door de diode, zodat deze de eindtransistor niet kan vernielen.

Belangrijke opmerking
In deze schakeling **moet** gebruik worden gemaakt van een aloude 7413. Alle andere uitvoeringen, zoals 74L13, 74LS13, 74S13, 74F13 of 74HC13, mogen niet gebruikt worden! Deze hebben andere impendanties in de ingang en het gevolg daarvan is dat de schakeling niet zal werken.

Onderdelenlijst

Weerstanden, 1/4 W:

R1	=	270	Ω	
R2	=	330	Ω	
R3	=	220	Ω	
R4	=	3,9	kΩ	
R5	=	47	Ω	

Condensatoren

C1	=	220	μF	16 V elco
C2	=	1	mF	6 V elco
C3	=	4,7	μF	6 V elco

Halfgeleiders:

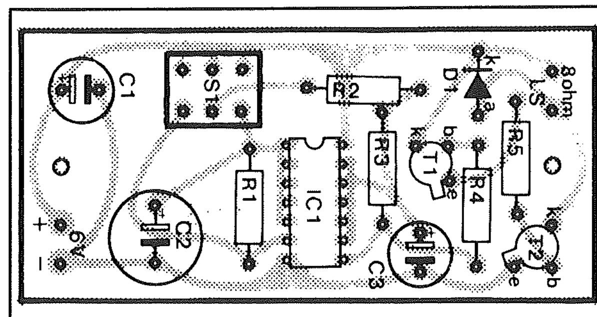
D1	=	1N914, 1N4148
T1	=	BC107
T2	=	2N1613
IC1	=	7413 Schmitt-trigger

2.4 Universele sirene

Diversen:
1 x 8 Ω, 1 W luidspreker
1 x miniatuur printomschakelaar
4 x printsoldeerlipje
1 x 14-pens IC-voetje

De bouw van de schakeling
De sirene hoort thuis op het printje van figuur 4/2.4-5. De componentenopstelling is getekend in figuur 4/2.4-6.

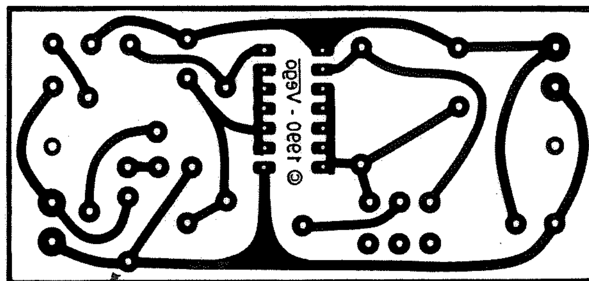
Tot slot wordt in figuur 4/2.4-7 een impressie van de compleet gemonteerde elektronische sirene gegeven.



Figuur 4/2.4-6: De componentenopstelling van de sirene.

Figuur 4/2.4-7: Impressie van de compleet gemonteerde print van de elektronische sirene.

2.4 Universele sirene



Figuur 4/2.4-5: De print van de schakeling.

4/2.5

Tremolo/lesley unit

Inleiding

Tremolo
Het tremolo-verschijnsel ontstaat door het volume van een geluidssignaal ritmisch in sterkte te variëren. Men zou het kunnen vergelijken met het effect dat ontstaat als men de volumepotentiometer van een versterker zeer snel en continu heen en weer verdraait.
Het typische tremolo-effect ontstaat als men deze modulatie sinusoidaal uitvoert met een frequentie van rond de 5 Hz.
Het tremolo-effect is een geluidsverschijnsel waar men van houdt of niet van houdt. Voor het opwekken van speciale geluidseffecten bij bepaalde soorten van muziek is het ideaal. Erg geschikt is elektronische orgelmuziek en het zeer progressieve genre. Ook kan men het effect op de menselijke stem toepassen, waardoor zeer vervreemdende effecten kunnen ontstaan.

Lesley
Het lesley-effect is te vergelijken met tremolo. Het verschil is dat men bij lesley niet de volumepotentiometer, maar de balansknop van de versterker zeer snel heen en weer draait. Lesley is dus een ruimtelijk effect dat tot gevolg heeft dat het geluidssignaal zeer snel ritmisch heen en weer "vliegt" tussen de twee luidsprekers van een stereo-installatie.
Dit effect is het meest effectief als men de geluidssignalen moduleert met een frequentie van ongeveer 10 Hz.

Het principe
Het zal duidelijk zijn dat beide effecten gebruik maken van modulatie van het geluidssignaal.
Voor beide effecten heeft men dus een zeer laagfrequente sinusgenerator nodig. Deze schakeling wekt een sinusvormig signaal op met een instelbare frequentie tussen ongeveer 5 en 20 Hz.
De twee kanalen van het geluidssysteem doorlopen een modulator. Dat is een versterkertrap, waarvan de versterking elektronisch geregeld kan worden door het aanleggen van een modulatiesignaal aan een ingang.
Als men daarvoor de uitgangsspanning van de sinusoscillator gebruikt zal de versterking van beide trappen sinusoidaal variëren tussen een bepaald maximum en een bepaald minimum.

Als men beide spanningsgestuurde versterkers stuurt met hetzelfde signaal, dan ontstaat het tremolo-effect. Het volume van beide kanalen gaat synchroon op en neer.
Inverteert men echter het uitgangssignaal van de sinusgenerator en stuurt men een van de spanningsgestuurde versterkers met dit signaal, dan ontstaat het lesley-

2.5 Tremolo/lesley unit

effect. Als het volume van het ene kanaal toeneemt zal het volume van het andere kanaal afnemen en vice versa.

Uit deze bespreking volgt reeds dat beide systemen gebruik maken van hetzelfde soort elektronische schakelingen en vandaar dat beide effecten in de meeste gevallen in één effect-apparaat worden gecombineerd.

Het effect-apparaat
Het apparaatje dat in dit hoofdstuk besproken wordt bestaat uit twee delen. De basisschakeling levert het tremolo-effect. Wie ook het lesley-effect wil, hoeft alleen een klein printje te bouwen en dit naast de tremolo-unit op te nemen. Door middel van een omschakelaar op dit kleine printje kan men dan omschakelen tussen tremolo en lesley.

In principe kan men een tremolo opbouwen met een handje vol passieve onderdelen, geschakeld rond drie transistoren. Experimenten in het lab hebben echter uitgewezen dat daarmee geen goede schakeling te ontwerpen is. Vandaar dat in deze schakeling gebruik wordt gemaakt van niet minder dan vijf operationele versterkers. Het resultaat is echter een schakeling die aan de hoogste kwaliteitsnormen voldoet.

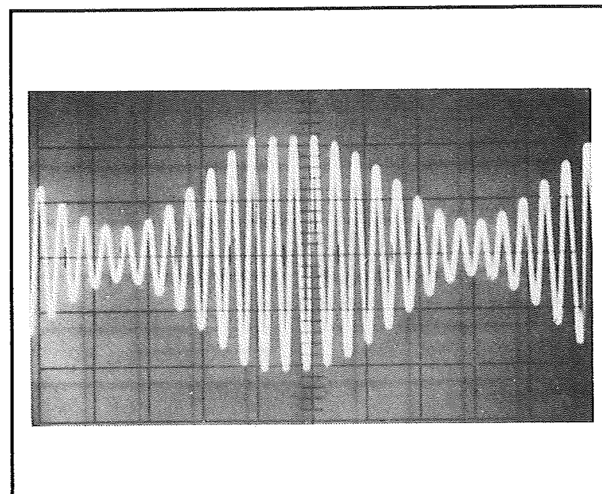
Eisen
Aan een kwalitatief hoogstaande tremolo/lesley-schakeling zijn de onderstaande eisen te stellen.

- Brede modulatieband
  Dat wil zeggen dat de frequentie waarmee men moduleert over een breed frequentiegebied ingesteld moet kunnen worden. De in dit hoofdstuk beschreven sinusgenerator heeft een frequentiebereik tussen de 1,5 en de 30 Hz! Dank zij deze brede grenzen kan men zeer speciale geluidseffecten genereren.
- Grote en instelbare modulatiediepte
  Met modulatiediepte wordt verstaan de verhouding tussen minimaal en maximaal volume dat door de spanningsgestuurde versterker wordt geïntroduceerd in het signaal.
  Bij deze schakeling zijn deze grenzen 0 en 100 %. Bij 0 % is er geen sprake van modulatie, het signaal wordt niet beïnvloed.
  Bij 100 % modulatie zal de amplitude van het signaal variëren tussen 0 en maximaal. Er is dat sprake van maximale modulatie.
- Onvervormde modulatie
  Dat het modulatieproces zo onvervormd mogelijk moet verlopen zal duidelijk zijn. De beschreven schakeling voldoet wat dat betreft aan de hoogste eisen.
  De schermbeeldfoto van figuur 4/2.5-1 spreekt, wat dit aspect betreft, boekdelen!
  Het gemoduleerde signaal wordt niet vervormd door de modulator, de omhullende verloopt eveneens keurig sinusoidaal.
- Symmetrische modulatie
  Deze eis wordt toegelicht aan de hand van de grafieken van figuur 4/2.5-2.
  Bij eenvoudige tremolo-schakelingen wordt niet symmetrisch gemoduleerd. Dat wil zeggen dat de uitgangsamplitude van het signaal bij modulatie kleiner wordt dan in niet gemoduleerde toestand (bovenste grafiek). De ongemoduleerde top-tot-top waarde van het signaal is V.
  Bij asymmetrische modulatie wordt vanaf deze waarde gemoduleerd. De

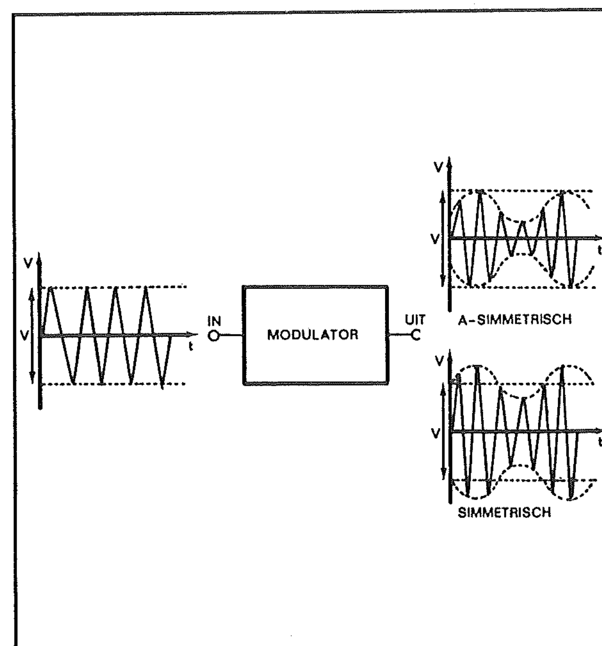
2.5 Tremolo/lesley unit

modulatie heeft dus alleen een verkleining van het signaal tot gevolg, zodat de gemiddelde geluidsinhoud van het signaal kleiner wordt.
Bij symmetrische modulatie (onder) wordt rond deze waarde V gemoduleerd.
Gedurende de ene helft van de modulatieperiode stijgt de top-tot-top waarde boven de waarde V, gedurende de tweede helft daalt de top-tot-top waarde even veel onder de ongemoduleerde waarde V.
Het gevolg is dat het gemiddelde geluidssignaal constant blijft en dat het inschakelen van het effect geen invloed heeft op het gemiddelde volume van het signaal.

- Totale versterking van 0 dB
  Het is de bedoeling van iedere uitbreidingsschakeling voor een geluidssysteem dat deze schakeling zo min mogelijk invloed heeft op het signaal.
  Dat betekent dat de versterking van de schakeling in uitgeschakelde toestand gelijk moet zijn aan een.
  Ook aan deze eis voldoet de beschreven schakeling.
  De totale gemiddelde versterking bedraagt 0 dB, zodat het toevoegen van de schakeling aan een geluidssysteem absoluut geen invloed heeft op de niveau's van de signalen.
- Breed frequentiebereik
  Het zal duidelijk zijn dat de uitstekende frequentiekarakteristieken van moderne versterkers niet mogen aangetast worden door uitbreidingschakelingen.
  Ook op dit punt voldoet de beschreven schakeling aan alle eisen die men kan stellen.
  Het frequentiebereik loopt vlak binnen 1 dB van 17 Hz tot 35 kHz!



Figuur 4/2.5-1: Het gemoduleerde uitgangssignaal van de schakeling. Signaalfrequentie 500 Hz, modulatiefrequentie 30 Hz.

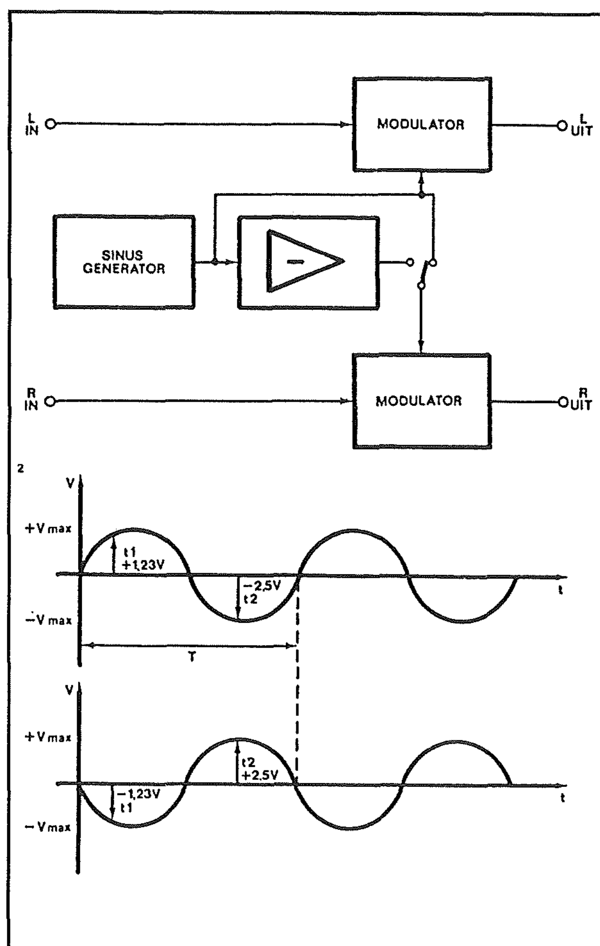


Figuur 4/2.5-2: Het verschil tussen symmetrische en asymmetrische modulatie.

Blokschema van de schakeling

Het principiële blokschema van de schakeling is getekend in figuur 4/2.5-3.

2.5 Tremolo/lesley unit

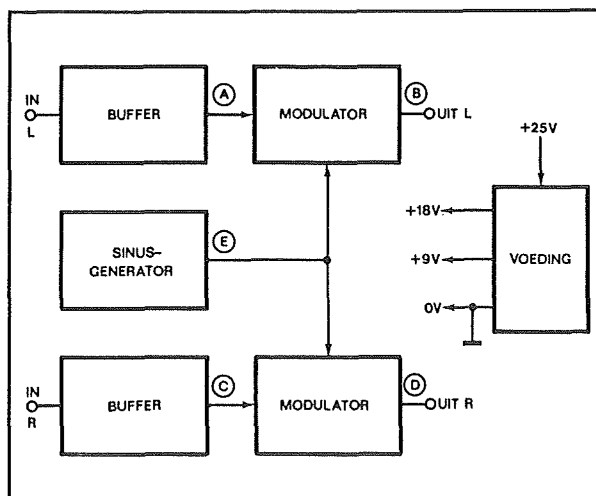


Figuur 4/2.5-3: Het principiële blokschema van de schakeling.

De twee te verwerken signalen links en rechts worden naar de twee modulatoren gevoerd. De sinusgenerator levert zijn uitgangssignaal aan een inverter. In deze schakeling wordt de fase van de modulatiesinus met 180° gedraaid. Een van de modulatoren wordt rechtstreeks gestuurd uit de uitgang van de sinusoscillator. De tweede wordt gestuurd uit het moedercontact van een enkelpolige omschakelaar. Wil men het tremolo-effect, dan schakelt men deze schakelaar in de rechter stand. Beide modulatoren worden dan gestuurd uit het uitgangssignaal van de sinusoscillator. Beide kanalen worden in fase gemoduleerd. Wil men het lesley-effect inschakelen, dan zet men de schakelaar in de linker stand. De modulator van het rechter kanaal wordt dan gestuurd uit de uitgang van de inverter. De twee kanalen worden dan in tegenfase gemoduleerd.
Als het uitgangssignaal van het linker kanaal maximaal is, is dat van het rechter kanaal minimaal.

De tremolo-schakeling

Uitgebreid blokschema
Het uitgebreide blokschema van de tremolo-schakeling is getekend in figuur 4/2.5-4.



Figuur 4/2.5-4: Het uitgebreide blokschema van de tremolo-schakeling.

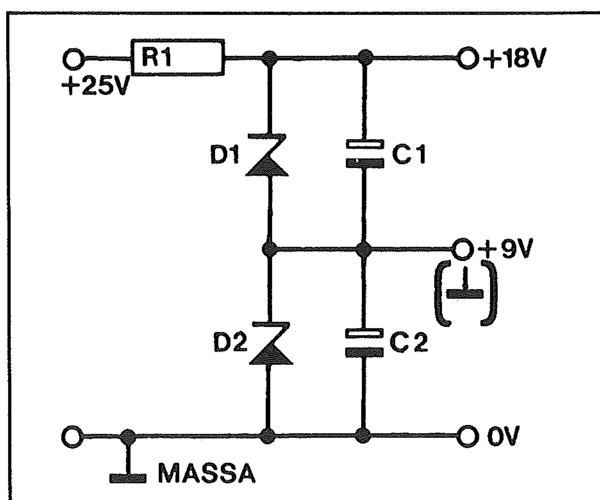
Naast de reeds bekende blokken treft men twee buffers aan, die tot taak hebben de schakeling een hoge ingangsimpedantie mee te geven.
Op deze manier wordt de schakeling waarop de tremolo wordt aangesloten minimaal beïnvloed.

2.5 Tremolo/lesley unit

Daarnaast heeft de schakeling uiteraard een voeding.
Omdat het in de meeste gevallen de bedoeling zal zijn dat de schakeling in een bestaande eindversterker wordt ingebouwd wordt uitgegaan van een ongestabiliseerde spanning van 25 V. Dat is een standaard waarde waar heel veel eindversterkers met gemiddelde uitgangsvermogens mee werken.

In de volgende paragraafjes worden de praktische schakelingen van de verschillende blokken behandeld, waarbij de onderlinge verbindingen worden aangegeven met de letters A tot en met E die ook in het blokschema voorkomen.

De voeding
De praktische schakeling van de voedingstrap is getekend in figuur 4/2.5-5.

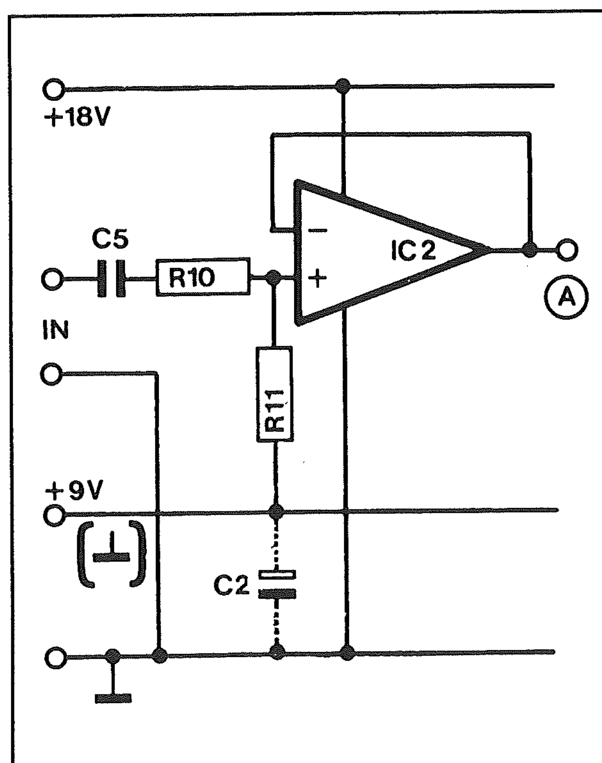


Figuur 4/2.5-5: De praktische schakeling van de voeding.

Uit de ongestabiliseerde spanning van 25 V worden door middel van twee in serie geschakelde zenerdioden van 9,2 V twee gestabiliseerde spanningen van +9 V afgeleid.

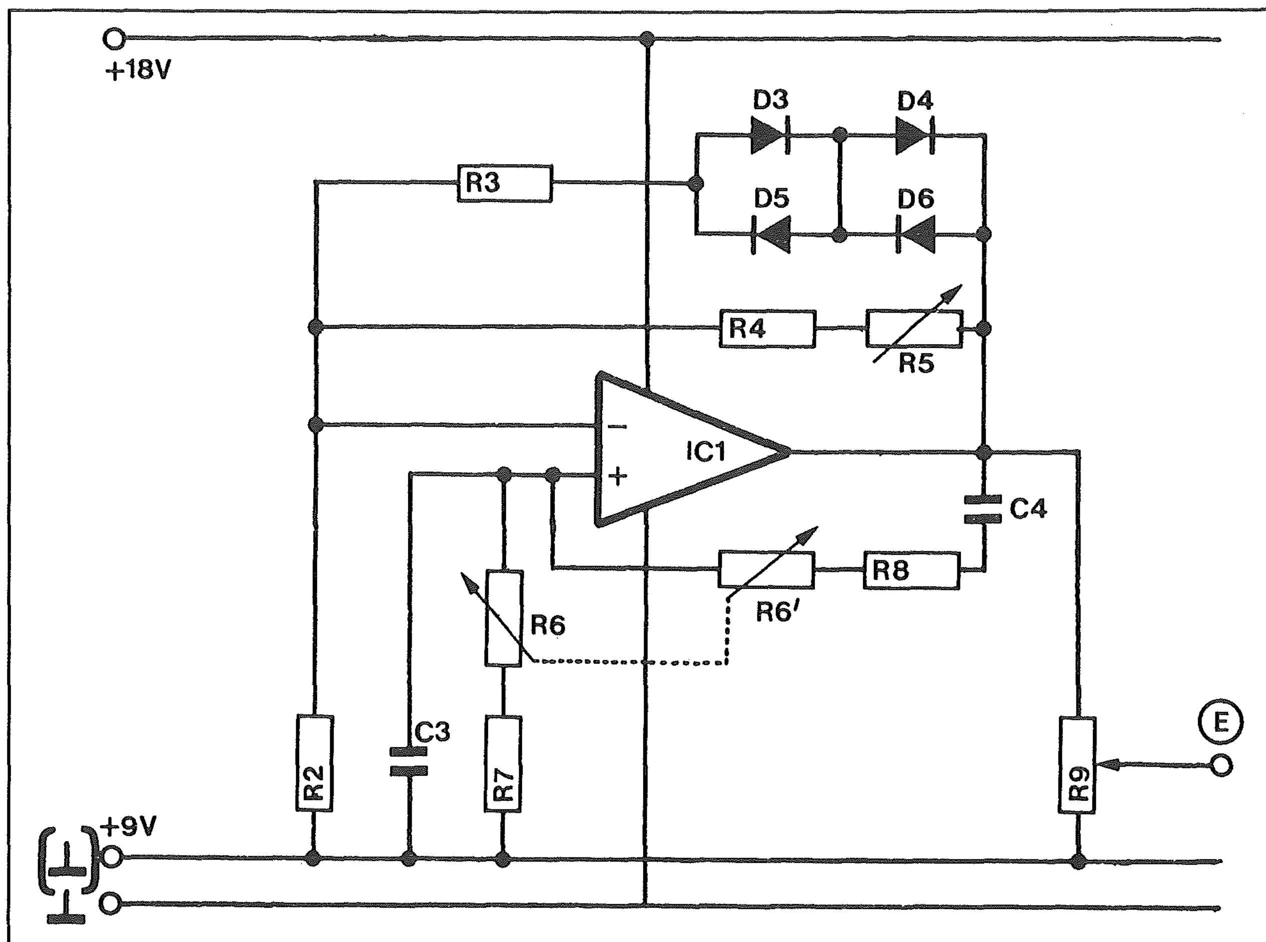
Deze staan uiteraard in serie. De spanning van +9 V wordt nu de virtuele massa van de tremolo-schakeling.
Dat heeft tot gevolg dat alle voedings- en signaalpunten worden gerefereerd naar dat punt. De gestabiliseerde spanning van +18 V wordt zodoende gelijk aan de positieve voedingspanning van +9 V, de massa wordt gelijk aan een voedingsspanning van -9 V.
Op deze heel eenvoudige manier kan men een symmetrische voeding afleiden uit een niet symmetrische voeding. Het werken met symmetrische voedingen heeft, bij gebruik van operationele versterkers, als groot voordeel dat een heleboel instelweerstanden kan vervallen.

De buffer
Het praktische schema van de buffer is getekend in figuur 4/2.5-6.



Figuur 4/2.5-6: Het praktische schema van de buffer.

2.5 Tremolo/lesley unit



Figuur 4/2.5-7: Het praktische schema van de sinusoscillator.

Deze trap geeft de schakeling een onder alle omstandigheden constante ingangsimpedantie. Deze impedantie wordt alleen bepaald door de waarde van de weerstanden R10 en R11 en is in dit geval gelijk aan 47 kΩ. Een standaardwaarde voor audio-apparatuur, die evenwel zonder bezwaar opgevoerd kan worden tot 470 kΩ als daar behoefte aan zou bestaan. Men moet dan de waarde van de weerstanden R10 en R11 tien maal groter maken.
De condensator C5 is niet echt noodzakelijk, maar dit onderdeel is aanwezig om er zeker van te zijn dat de gelijkspanning van +9 V die als virtuele massa wordt gebruikt niet door de voorgaande schakeling wordt beïnvloed.

De weerstandsdeler wordt afgesloten met een als buffer geschakelde operationele versterker IC2. Deze schakeling heeft een zeer lage uitgangsimpedantie. Dat is zeer noodzakelijk voor het onvervormd aansturen van de modulator.

De sinusoscillator

Het praktische schema van de sinusoscillator is getekend in figuur 4/2.5-7.

Er wordt gewerkt met een klassieke oscillator volgens het Wien-principe.
Tussen de massa, de niet inverterende ingang van de operationele versterker en de uitgang is een fasedraaiend netwerk geschakeld. Dit netwerk, opgebouwd uit

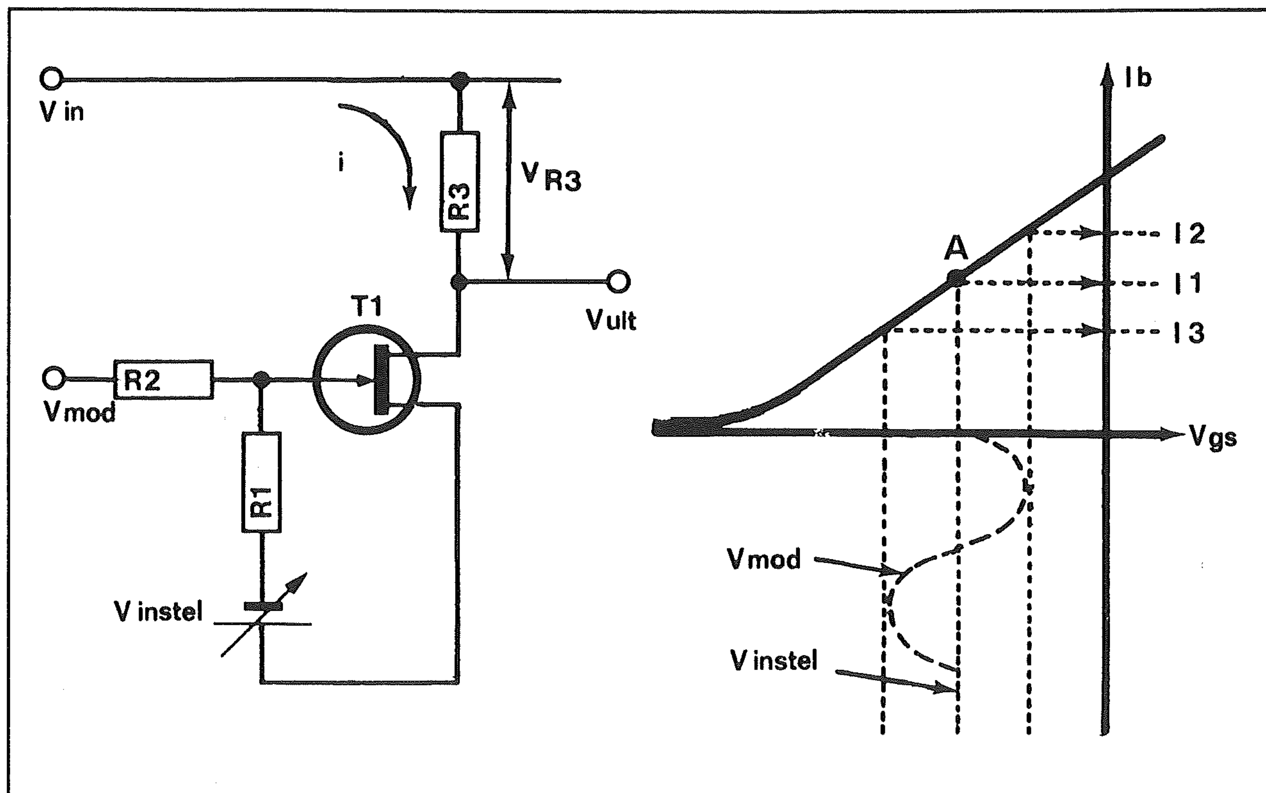
2.5 Tremolo/lesley unit

de weerstanden R6, R7 en R8 en de condensatoren C3 en C4, heeft als eigenschap dat de fasedraaiïng voor één frequentie gelijk is aan nul.
Voor alle overige frequenties zal de fasedraaiïng ofwel positief ofwel negatief zijn.
De nulfrequentie wordt bepaald door de waarde van de onderdelen.
Door het uitvoeren van twee weerstanden als stereo-potentiometer kan men de nulfrequentie instellen tussen 1,5 en 30 Hz.
Door deze fasedraaiïng van 0 zal het signaal met deze frequentie het minst verzwakt aan de uitgang van de schakeling verschijnen, terwijl alle overige signalen veel meer verzwakt worden. Het gevolg is dat de schakeling op de nulfrequentie kan oscilleren.

Maar omdat het netwerk ook het signaal met de nulfrequentie verzwakt is er een tweede voorwaarde voor oscillatie nodig.
De verzwakking van het frequentiebepalend netwerk voor de nulfrequentie moet gecompenseerd worden door de operationele versterker even veel te laten versterken als het netwerk verzwakt. Vandaar dat een tweede terugkoppeling aanwezig is.
Deze is aangebracht tussen de massa, de inverterende ingang van de operationele versterker en de uitgang.
Dit netwerk bestaat uit de weerstanden R2, R3, R4 en R5 en de dioden D3, D4, D5 en D6.

Deze onderdelen zorgen ervoor dat de operationele versterker gaat versterken.
Zonder de dioden zou de versterker echter meer versterken dan het frequentiebepalend netwerk verzwakt.
Het gevolg zou zijn dat de schakeling wel zou gaan oscilleren, maar dat het uitgangssignaal niet sinusvormig zou zijn, maar blokvormig. De uitgangsspanning zou vast lopen tegen de massa en de voeding.
De vier dioden zorgen voor een zeer eenvoudige, maar zeer effectieve automatische versterkingsregeling.
De dynamische weerstand van een diode is niet constant, maar afhankelijk van de spanning die over het onderdeel staat.
Hoe groter de spanning over een diode, hoe kleiner de dynamische weerstand van het onderdeel.
Van deze eigenschap wordt gebruik gemaakt om de versterking van de schakeling precies gelijk te maken aan de verzwakking van het Wien-netwerk.
Bij het inschakelen van de voeding zal de uitgangsspanning van de schakeling nul zijn. De dioden hebben dan een zeer hoge weerstand.
De versterking van de operationele versterker wordt bepaald door de verhouding tussen de weerstand R2 enerzijds en de vervangingsweerstand van R3 + de dynamische weerstand van het diodenetwerk, parallel geschakeld aan de weerstanden R4 en R5, anderzijds. Deze verhouding is zeer groot, de versterking dus ook.
Uit de eigen ruis die op de uitgang van de op-amp aanwezig is zal het Wien-netwerk het signaal met de nulfrequentie selecteren.
Dit wordt in fase teruggekoppeld en wordt versterkt, daardoor neemt de amplitude van dit ene signaal toe.
Het versterkte signaal wordt weer in fase teruggekoppeld en wordt weer versterkt.
De amplitude van dit ene signaal neemt dus nog meer toe.
Op een bepaald moment wordt dit signaal op de uitgang zo groot dat de dynamische weerstand van de dioden gaat dalen. Het gevolg is dat de versterkingsfactor van de schakeling daalt.

2.5 Tremolo/lesley unit



Figuur 4/2.5-8: Het gebruik van een FET als spanningsafhankelijke weerstand.

Een en ander heeft tot gevolg dat de schakeling zichzelf stabiliseert. Op de uitgang ontstaat een mooie sinus met een stabiele amplitude.
De automatische regeling van de versterker is te beïnvloeden door het verdraaien van de loper van de instelpotentiometer R5.
Met dit onderdeel kan men de spreiding op de karakteristieken van de dioden compenseren en de uitgangsspanning van de schakeling op de gewenste waarde afregelen.

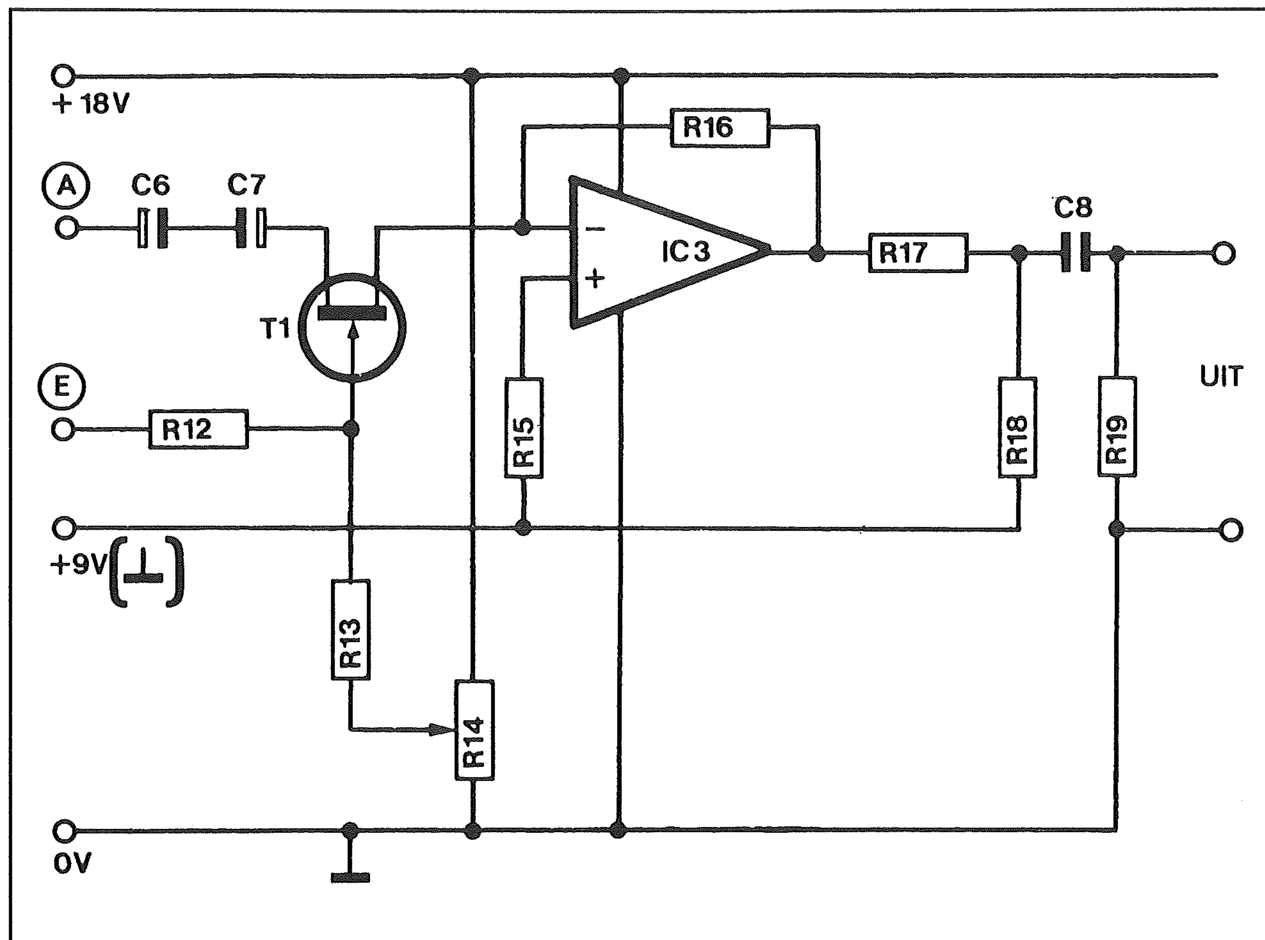
De uitgang van de sinusoscillator wordt afgesloten met de potentiometer R9. Dat is de modulatieregelaar, waarmee men de modulatiediepte van de spanningsgestuurde versterkers kan instellen. Met dit onderdeel kan men dus de mate van tremolo- of lesley-effect instellen.

De modulator
Er zijn verschillende methoden beschikbaar voor het opbouwen van een modulator of spanningsgestuurde versterker. In deze schakeling is gekozen voor een FET in de terugkoppeling van een operationele versterker.

Zoals waarschijnlijk bekend heeft een FET een lineair gedeelte in de karakteristiek die het verband geeft tussen de gate/source-spanning en de drainstroom.

Als men de gate/source spanning in dit gebied varieert, dan zal de drain-stroom volgens een lineair verband mee variëren.
Het lijkt alsof de FET in dit gebied een weerstand heeft die afhankelijk is van de waarde van de gate/source-spanning.

2.5 Tremolo/lesley unit



Figuur 4/2.5-9: Het praktische schema van de modulator of spanningsgestuurde versterker.

Als men, zoals getekend in figuur 4/2.5-8, de FET instelt in het midden van dit lineaire gebied door middel van een gelijkspanning V_{instel} en de sinusspanning van de sinusoscillator met deze instelspanning mengt, dat zal de drain-stroom op het ritme van de sinusspanning rond een gemiddelde waarde gaan variëren.

Het lijkt dan net alsof de dynamische weerstand van de FET op het ritme van de sinus gaat dalen en stijgen.
Dat is een ideale eigenschap om toe te passen in een spanningsgestuurde versterker!
Het enige probleem is dat FET's nogal grote exemplaarspreidingen vertonen en dat het juiste instelpunt A dus voor ieder exemplaar afzonderlijk ingesteld moet worden.

In figuur 4/2.5-9 is het praktische schema van de spanningsgestuurde versterker getekend.
De FET T1 is opgenomen in een terugkoppellus rond de operationele versterker IC3.
Deze lus bestaat uit de weerstand R16 en de FET. Als men de FET vervangt door een weerstand ontstaat het klassieke schema van een inverterende versterker, waarvan de versterking bepaald wordt door de weerstandsverhouding tussen R16 en de dynamische weerstand van de FET.

2.5 Tremolo/lesley unit

Het instelpunt A van de FET wordt bepaald door de loper van de instelpotentiometer R14.
Deze is geschakeld tussen de +18 V en de massa. De sinus wordt toegevoerd via weerstand R12. Deze weerstand vormt samen met weerstand R13 een resistieve menger, die de instelspanning mengt met de sinus.

Het te moduleren signaal gaat via de twee condensatoren C6 en C7 naar de drain van de FET.
Deze condensatoren zijn noodzakelijk om de FET te vrijwaren van gelijkspanningen. Deze condensatoren vormen dus de klassieke scheidingscondensator tussen de uitgang van de ene en de ingang van de volgende trap.
Omdat de modulator een zeer lage ingangsimpedantie heeft moet de waarde van deze scheidingscondensator zeer groot zijn.
Elektrolytische condensatoren zijn echter gepolariseerd. Vandaar dat het noodzakelijk is twee elco's in serie te schakelen met de negatieve polen aan elkaar. Het resultaat is een niet gepoolde condensator met een grote waarde.

De uitgangsspanning van de modulator wordt via het netwerk R17/R18 aangeboden aan de volgende schakeling. Deze weerstandsdeler zorgt ervoor dat de totale versterking van het systeem gelijk is aan een.

Het netwerk C8/R19 zorgt voor de noodzakelijke gelijkspanningsvrije koppeling van het uitgangssignaal.
Vergeet niet dat door het introduceren van een kunstmatige massa op +9 V het uitgangssignaal op deze waarde is gesuperponeerd.

Het genoemde netwerk zorgt er voor dat het uitgangssignaal weer symmetrisch verloopt ten opzichte van de "echte" massa.

Het volledige schema
Het volledige praktische schema van de tremolo-schakeling is getekend in figuur 4/2.5-10.

Men herkent onmiddellijk de verschillende besproken deelschakelingen. Er zijn slechts twee nog niet besproken onderdelen.
Ongeveer in het midden van het schema staat een rechthoekig blokje, omgeven door een stippellijn.
Dat is het blokje dat de eventuele verbinding maakt tussen de printen van de tremolo en de lesley.

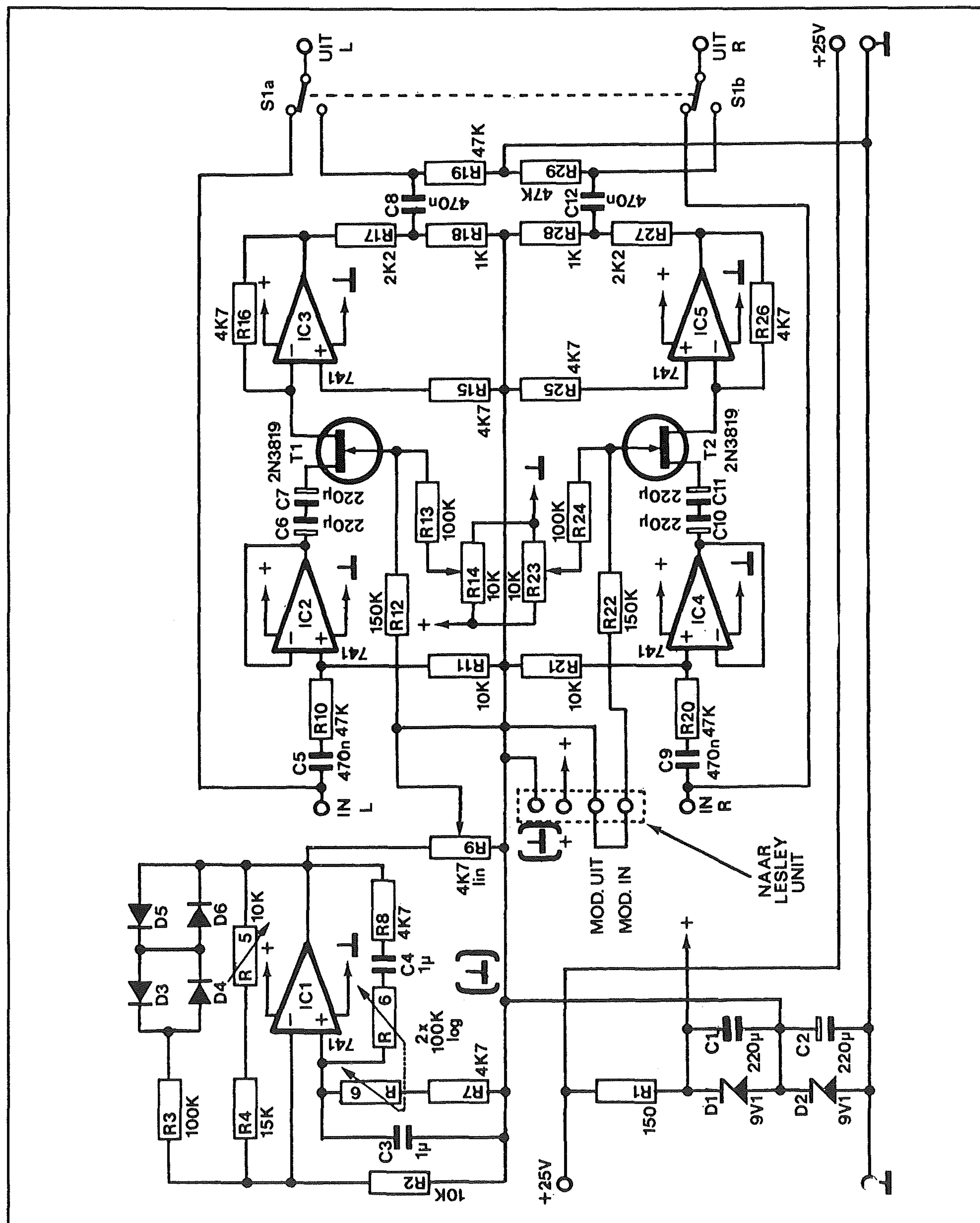
In het basisschema zijn de pennen MOD. IN en MOD. UIT met elkaar doorverbonden.
Op deze manier wordt de ingang van de rechter modulator rechtstreeks verbonden met de uitgang van de sinusgenerator.

De tweede uitbreiding is de dubbelpolige omschakelaar S1.
Met deze schakelaar kan men de volledige schakeling overbruggen als men geen gebruik wenst te maken van het tremolo-effect.

De bouw van de schakeling
De volledige schakeling kan ondergebracht worden op de print van figuur 4/2.5-11, getekend op de transparante printpagina.

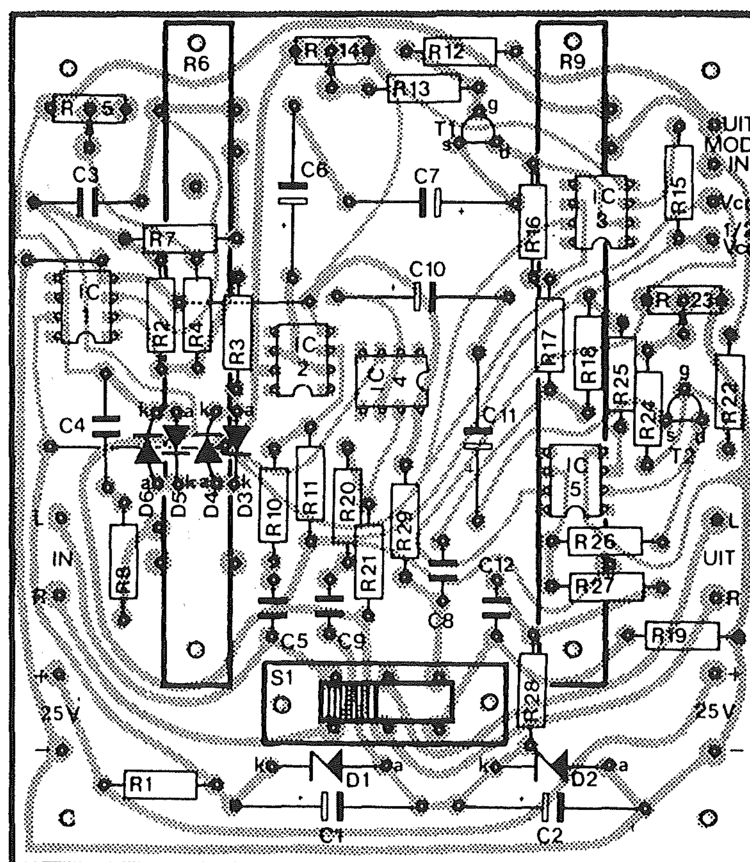
De componentenopstelling volgt uit figuur 4/2.5-12.

2.5 Tremolo/lesley unit



Figuur 4/2.5-10: Het volledige praktische schema van de tremolo-schakeling.

2.5 Tremolo/lesley unit



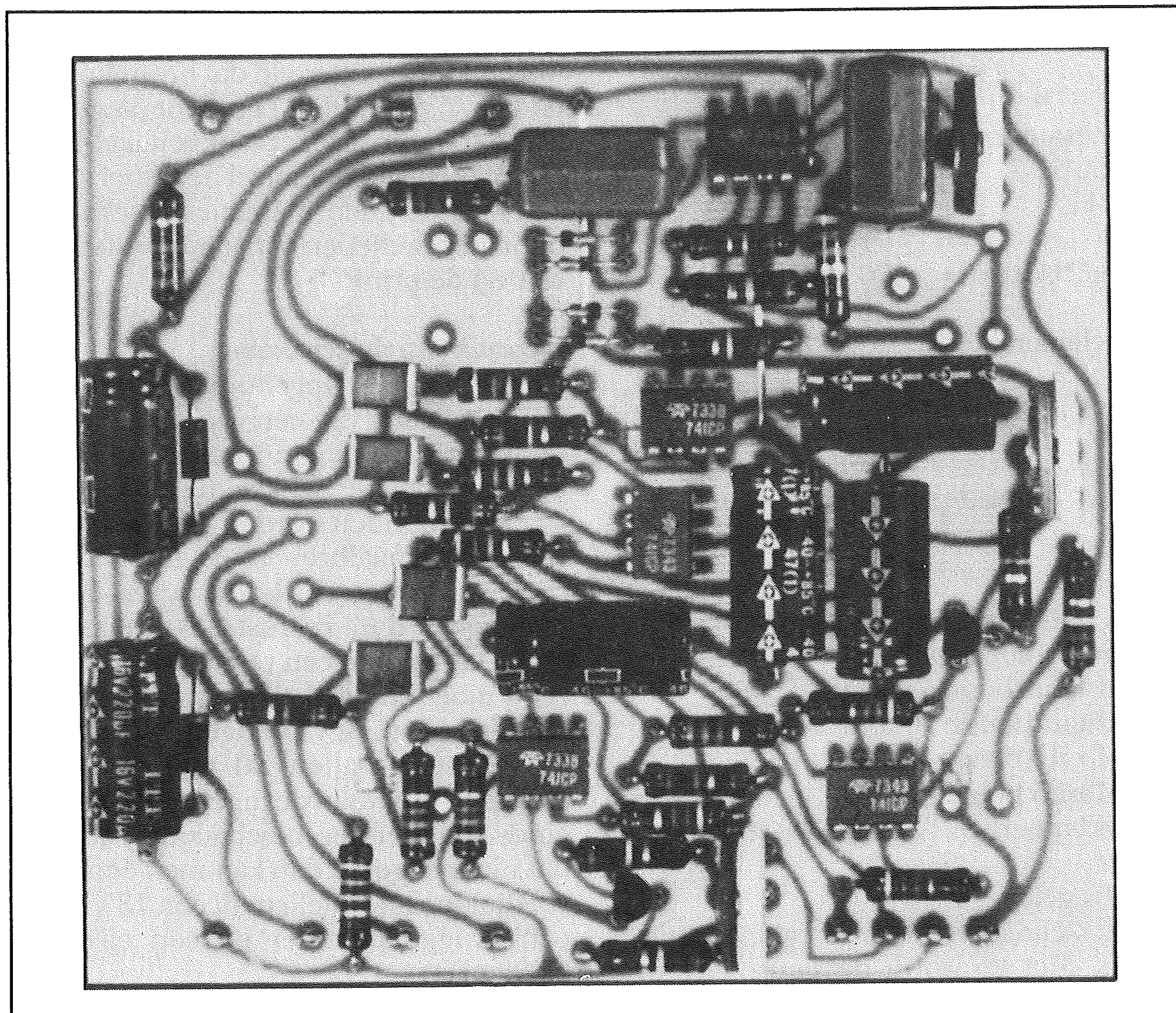
Figuur 4/2.5-12: De componentenopstelling van de tremolo-schakeling.

Na het aanbrengen van drie draadbruggen kunnen alle onderdelen op de print worden gesoldeerd.
Let op de zes elco's van 220 µF. Dat zijn geen printexemplaren, maar gewone radiale onderdelen die plat op de print worden gemonteerd.
Nadat alle normale onderdelen zijn gesoldeerd is het de beurt aan de twee schuifpotentiometers R6 en R9 en de dubbelpolige omschakelaar S1. Aan de aansluitpennetjes van de schuifpotentiometers worden kleine, stevige draadjes gesoldeerd. De potentiometers kunnen nadien met behulp van 5 mm lange afstandsbusjes en M3 boutjes boven de print worden gemonteerd.

Uiteraard is het de bedoeling dat de gesoldeerde draadjes daarbij door de gaatjes van de print worden geduwd. Nadien kan men deze draadjes op de koperzijde vast solderen.
De montage van de schuifschakelaar gaat op dezelfde manier.
Nadat aan de zes aansluitlipjes draadjes zijn gesoldeerd wordt de schakelaar met behulp van 20 mm lange afstandsbusjes op de print bevestigd.
Nadien kan men de zes draadjes op de koperzijde van de print solderen.

Vergeet tot slot niet de pennetjes "MOD. UIT" en "MOD. IN" op de rand van de print met elkaar door te verbinden!

2.5 Tremolo/lesley unit



Figuur 4/2.5-13: De (bijna) volledig gemonteerde print.

Figuur 4/2.5-13 geeft een impressie van de volledig gemonteerde print, exclusief de twee schuifpotentiometers en de schakelaar.

Onderdelenlijst

Weerstanden, 1/3 W, 5 %:

R1,R12	=	150	Ω
R2,R11,R21	=	10	kΩ
R3,R13,R24	=	100	kΩ
R4	=	15	kΩ
R7,R8,R19,R20, R29	=	47	kΩ
R10,R15,R16, R25,R26	=	4,7	kΩ
R17,R27	=	2,2	kΩ
R18,R28	=	1	kΩ
R22	=	150	kΩ

Potentiometers:

R5,R14,R23	=	10	kΩ	trimmer
R6	=	100	kΩ	schuifpot stereo log.

R9	=	4,7	kΩ	schuifpot, mono lin.

Condensatoren:

C1,C2,C6,C7, C10,C11	=	220	µF	16 V elco
C3,C4	=	1	µF	MKH
C5,C8,C9,C12	=	470	nF	MKH

Halfgeleiders:

D1,D2	=	9V1 zener
D3,D4,D5,D6	=	1N4148
T1,T2	=	2N3819
IC1,IC2,IC3 IC4,IC5	=	741 mini-DIL

Diversen:
1 x schuifschakelaar, 2 x OM
12 x printsoldeerlipje
4 x afstandsbusje 5 mm
2 x afstandsbusje 20 mm
4 x M3x15 boutje
2 x M3x25 boutje
6 x M3 moertje

Het afregelen
De schakeling heeft drie afregelpotentiometers. Met R5 wordt de sinusoscillator ingesteld, met R14 en R23 de instelpunten van de twee FET's. De schakeling wordt verbonden met een voeding van +25 V. De twee schuifpotentiometers worden in de hoogste stand gezet. Een op wisselspanning geschakelde universeelmeter wordt verbonden tussen de "MOD. UIT" en de "+9 V" pennetjes aan de rand van de print.
De instelpotentiometer R5 wordt verdraaid tot de meter 4 V aanwijst. De sinusgenerator levert dan een mooie stabiele sinus. Het instellen van de FET's gaat het snelst met een muzieksignaal of een 1 kHz sinus aan de ingang. De modulatiediepte regelaar R9 wordt ingesteld op 0 %. De twee instelpotentiometers R14 en R23 worden nu zo ingesteld dat het geluid aan de uitgang even luid klinkt met ingeschakelde tremolo als met uitgeschakelde tremolo. Men kan uiteraard heel snel van de ene naar de andere situatie omschakelen door het bedienen van de schuifschakelaar op de print.

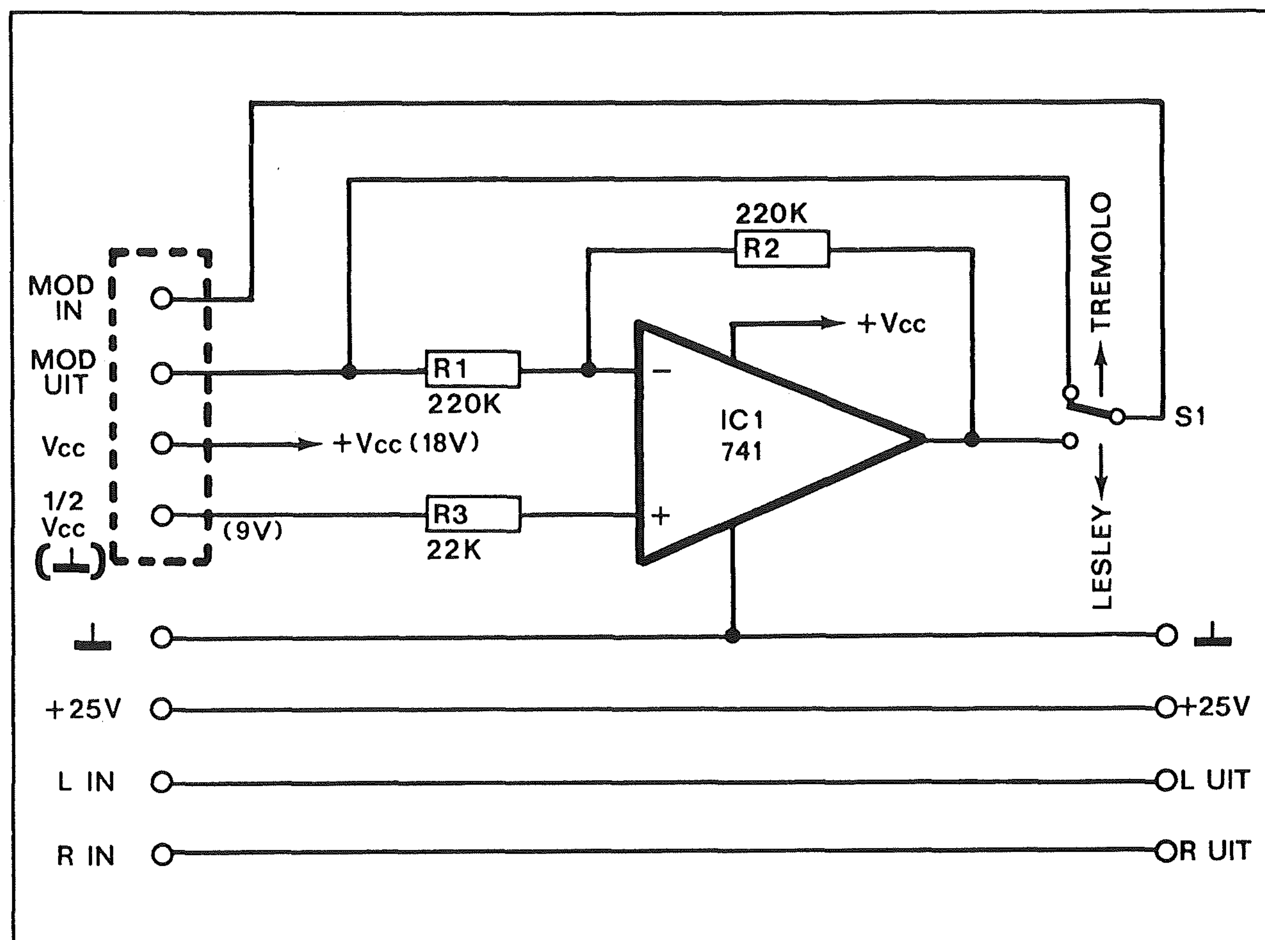
Gebruik van de schakeling
De tremolo kan opgenomen worden tussen de uitgang van een voorversterker en de ingang van de eindversterker. In vele gevallen kan de schakeling ook rechtstreeks verbonden worden met de uitgang van een signaalbron zoals compact-disk speler, cassetterecorder of tuner. De uitgang gaat dan rechtstreeks naar een LINE-ingang van een versterker. Zoals gezegd moet de schakeling gevoed worden uit een spanning van ongeveer +25 V. In de meeste gevallen zal een dergelijke spanning ergens in de ingewanden van de eindversterker ter beschikking staan. Is dat niet het geval, dan kan men een klein voedinkje samenstellen uit een 18 V trafo, een bruggelijkrichter en een elco van 1.000 µF.

De lesley-schakeling

Praktische schema
Het praktische schema van de lesley-uitbreiding is getekend in figuur 4/2.5-14.

De schakeling bestaat uit niets meer dan een inverterende versterker met een versterking van precies -1, opgebouwd rond de operationele versterker IC1. De versterking wordt bepaald door de weerstanden R1 en R2 en uiteraard moeten deze aan elkaar gelijk zijn.

2.5 Tremolo/lesley unit



Figuur 4/2.5-14: Het praktische schema van de lesley-uitbreiding.

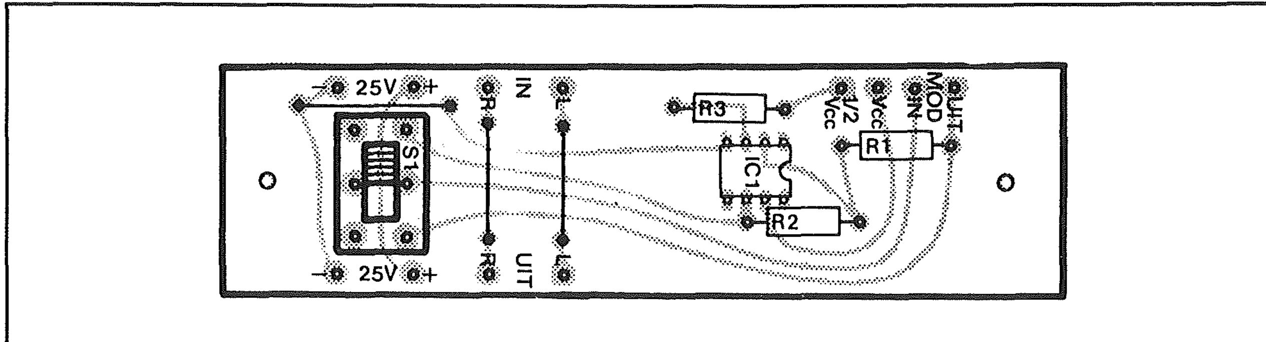
De niet inverterende ingang gaat via weerstand R3 naar de virtuele massa (+9 V) van het systeem. De ingang van de inverterende versterker is verbonden met de "MOD. UIT" van de tremolo. Op deze pen staat het uitgangssignaal van de sinusoscillator. De uitgang van de versterker gaat naar een enkelpolige omschakelaar. In de bovenste stand is de versterker niet in het signaalpad opgenomen en werkt de lesley niet. De printencombinatie is dan geschakeld als tremolo. In de onderste stand van de schakelaar is de inverterende versterker opgenomen tussen de "MOD. UIT" en "MOD. IN" pennetjes van de tremolo-print. De printencombinatie werkt dan als lesley.

Bouw van de schakeling
De lesley-uitbreiding kan op het kleine printje van figuur 4/2.5-15 ondergebracht worden aan de hand van de componentenopstelling van figuur 4/2.5-16.

De schakelaar wordt op dezelfde hoogte boven de print bevestigd als deze op de tremolo-print.

Omdat de print echter te smal is om ook de twee lipjes waarmee men de schakelaar kan vastschroeven te herbergen worden deze verwijderd. De schakelaar wordt dus alleen bevestigd door middel van de zes stevige draadjes tussen de aansluitlipjes en de print!

2.5 Tremolo/lesley unit



Figuur 4/2.5-16: De componentenopstelling van de lesley-uitbreiding.

De kleine print kan naast deze van de tremolo worden opgesteld, waarna het volstaat acht draadjes tussen de twee printen te solderen.

Deze draadjes verbinden onderstaande gelijknamige soldeerlipjes:
- MOD. UIT;
- MOD. IN;
- V_{CC};
- 1/2 V_{CC};
- IN L;
- IN R;
- +25 V;
- -25 V (massa).

Figuur 4/2.5-17 geeft tot slot een indruk van de compleet gemonteerde lesley-print.

Onderdelenlijst

Weerstanden, 1/4 W, 5 %:

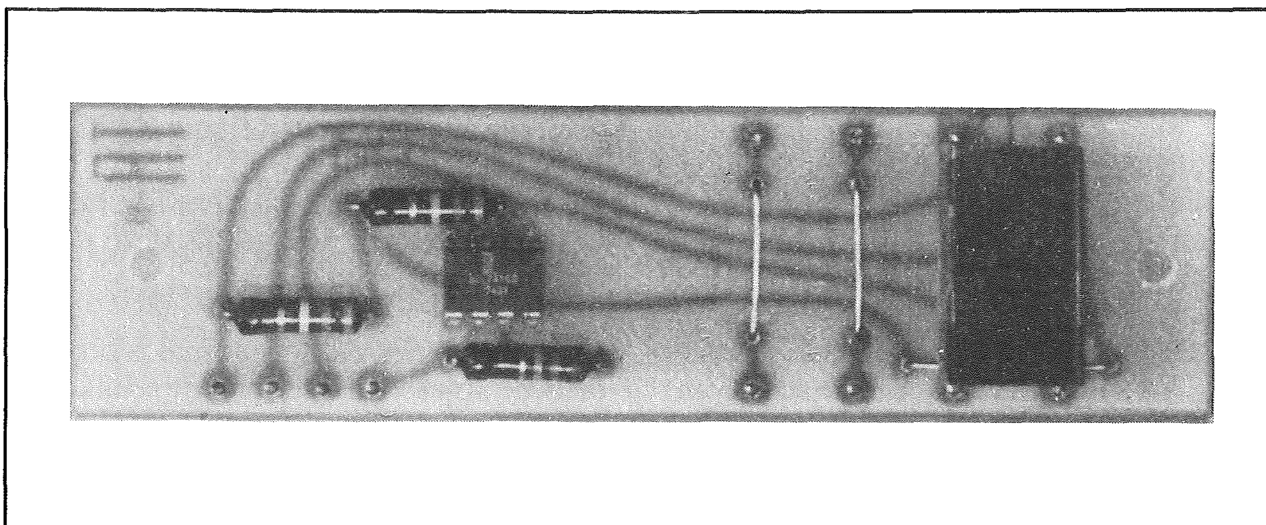
R1,R2	=	220	kΩ
R3	=	22	kΩ

Halfgeleiders:

IC1	=	741 mini-DIL

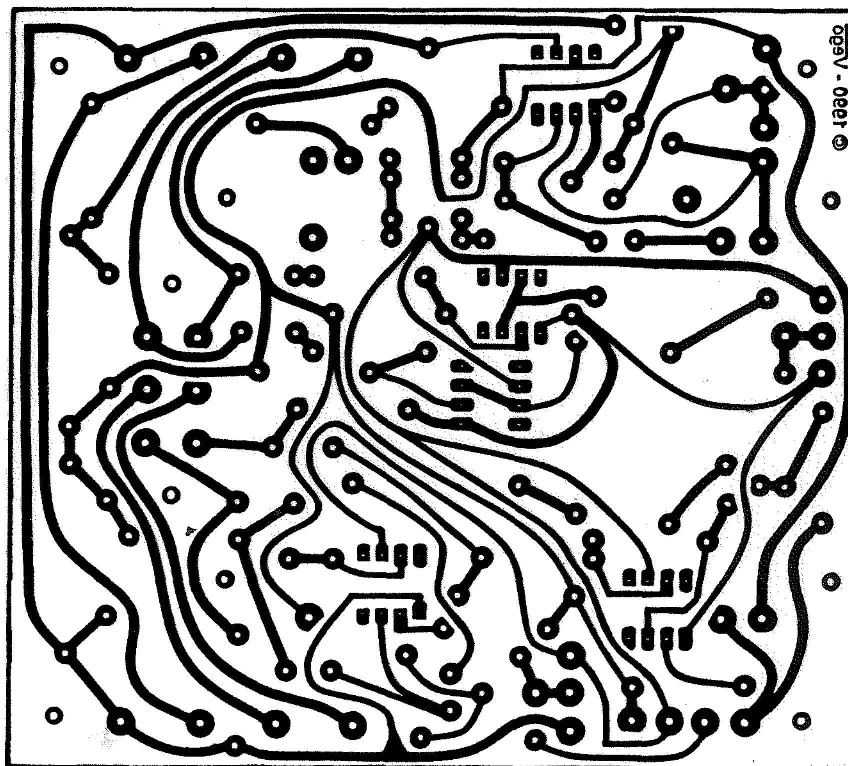
Diversen:

1 x schuifschakelaar 2 x OM
12 x printsoldeerlipje

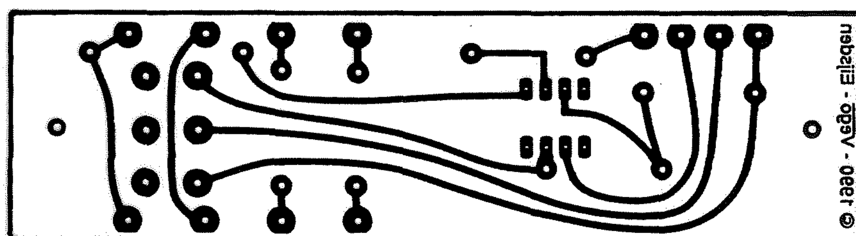


Figuur 4/2.5-17: De compleet gemonteerde lesley-print.

2.5 Tremolo/lesley unit



Figuur 4/2.5.-11: De tremolo-print.



Figuur 4/2.5-15: De lesley-print.

4/2.8

Universele Baxandall-regeling

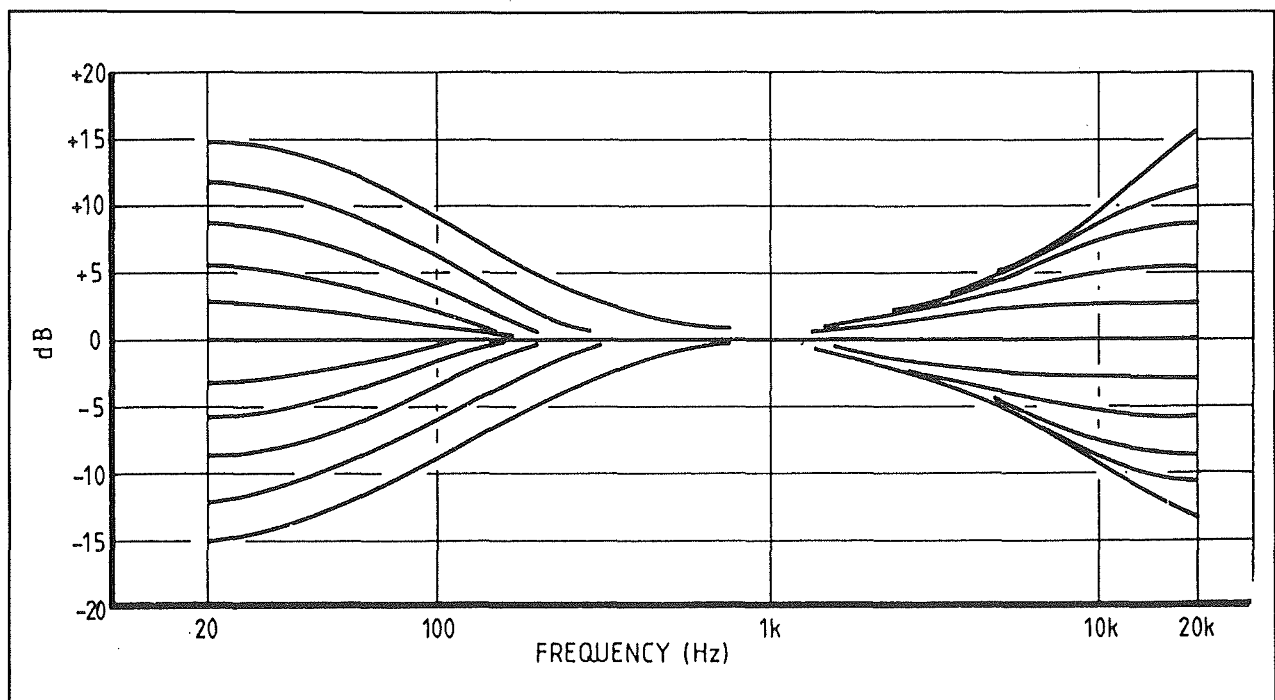
Baxandall

Iedereen die zich bezig houdt met muzikale toepassingen van de elektronica kent uiteraard het begrip "Baxandall". De Baxandall-regeling is dé standaard op het gebied van toonregeling.

Met deze eenvoudige schakeling kan men, met behulp van twee potentiometers, de lage en de hoge tonen weergave van een geluidsversterker zeer symmetrisch regelen.

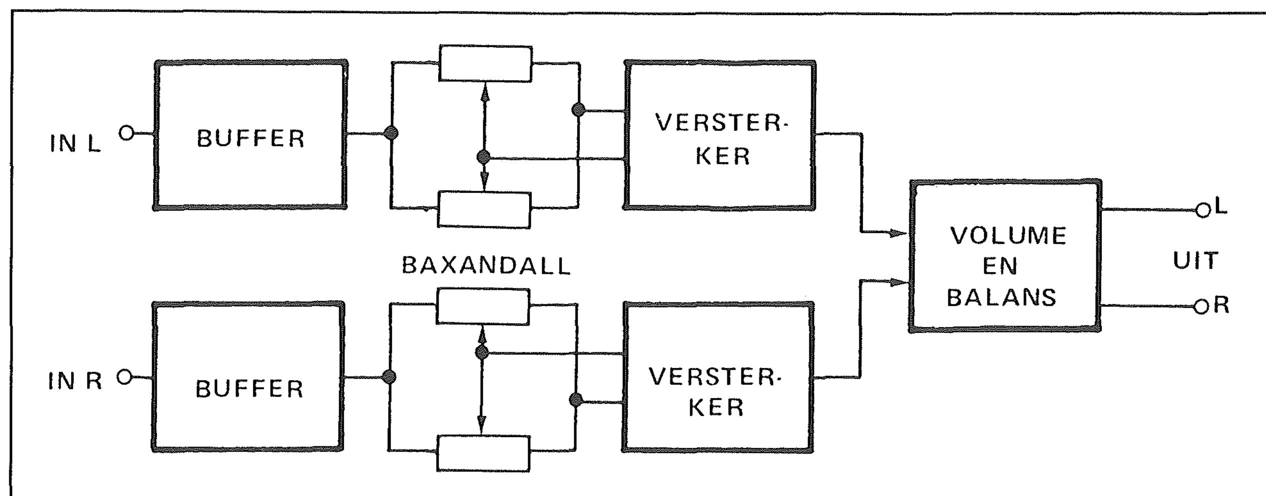
De standaard weergavekarakteristiek van een Baxandall regeling is geschetst in figuur 4/2.8-1. Als beide potentiometers in de middenstand staan, heeft het netwerk een volstrekt vlakke weergavekarakteristiek tussen 20 Hz en 20 kHz.

Als men een van de potentiometers verdraait, dan zal de weergave van of de lage of de hoge tonen gaan verlopen. De versterking of verzwakking verloopt zeer gelijkmatig vanaf ongeveer 1 kHz tot de grenzen van het regelbereik.



Figuur 4/2.8-1: De weergavekarakteristiek van een Baxandall netwerk.

2.8 Universele Baxandall-regeling



Figuur 4/2.8-2: Het blokschema van de universele Baxandall-regeling.

Hoewel er tegenwoordig ontelbare andere systemen beschikbaar zijn voor het regelen van de weergavekarakteristieken van een laagfrequent systeem, zweren echte audiofielen nog steeds bij het oude, vertrouwde Baxandall-systeem.

Universele Baxandall schakeling

Voor geluidselektronici kan het nuttig zijn als men de beschikking heeft over een print, die niets meer bevat dan een Baxandall-regeling. Zo'n print kan bijvoorbeeld ingezet worden bij zelfgebouwde mengsystemen of als voorversterker bij kwalitatief hoogstaande hoofdtelefoon eindversterkers.
De in dit hoofdstuk beschreven schakeling is universeel van opzet. Overal waar het nodig is de weergavekarakteristiek van een LF-systeem te beïnvloeden kan deze print ingezet worden.

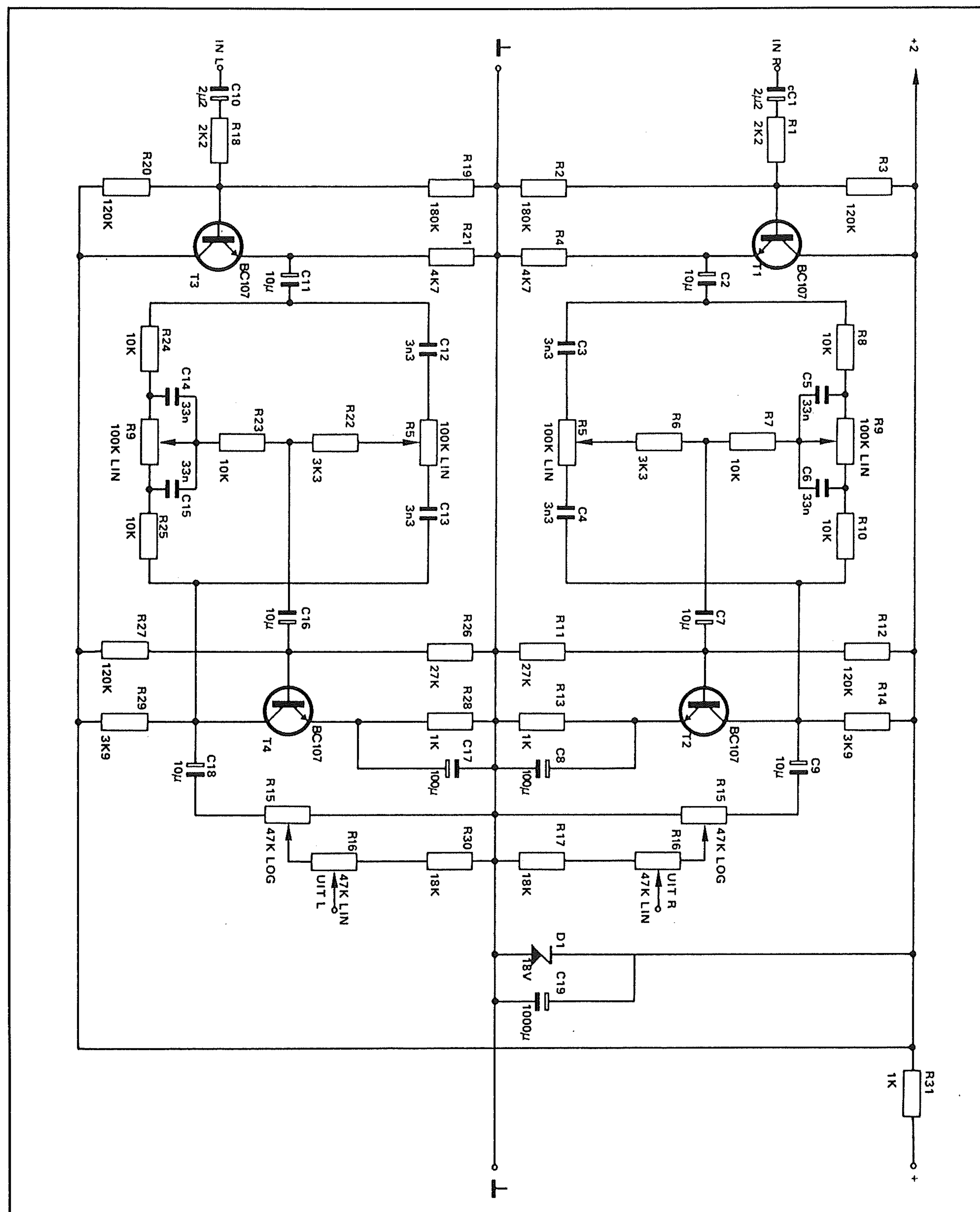
Het blokschema van de schakeling is getekend in figuur 4/2.8-2. De twee ingangen van de schakeling worden afgesloten met bufferversterkers, die tot taak hebben het geheel een constante ingangsimpedantie te geven en de Baxandall-schakeling onafhankelijk te maken van de impedantie van de voorgaande schakelingen. Na deze buffers volgt de eigenlijke Baxandall-regeling, samengesteld uit een inverterende versterker met het typische Baxandall-netwerk in de terugkoppeling. Na deze twee trappen volgt een gemeenschappelijke trap, waarin het volume en de balans worden geregeld.

Het praktische schema

Het volledige praktische schema van de schakeling is getekend in figuur 4/2.8-3.

Men kan zich de vraag stellen waarom de schakeling is opgebouwd rond oeroude transistoren van het type BC 107. Moderne ontwerpers zouden onmiddellijk operationele versterkers uit hun voorraad halen!
Het antwoord is simpel. In deze schakeling hebben operationele versterkers geen enkel voordeel. De ruis van dergelijke schakelingen is zelfs veel hoger dan deze van BC 107's.
Het gebruik van transistoren kost weliswaar wat extra onderdelen, maar dat nadeel weegt niet op tegen het voor laagfrequent weergave zo belangrijke argument van minimale ruis.

2.8 Universele Baxandall-regeling



Figuur 4/2.8-3: Het praktische schema van de Baxandall-regeling.

2.8 Universele Baxandall-regeling

De transistoren T1 en T3 vormen de buffers. Dat zijn normale emittervolgers, waarbij de basis zo wordt ingesteld dat de emitters in rust op de helft van de voedingsspanning staan. De ingangssignalen moeten uiteraard capacitief worden doorgekoppeld naar de basis. De weerstanden R1 en R18, is serie opgenomen met de scheidingscondensatoren C1 en C10, stabiliseren de schakeling tegen hoogfrequente oscillaties.
Het gebufferde signaal wordt, via de scheidingscondensatoren C2 en C11, aangeboden aan de ingangen van de twee Baxandall netwerken.

Dit netwerk is klassiek van opbouw. Wel is driftig geëxperimenteerd met de waarden van de onderdelen om een zo glad en symmetrisch mogelijk verlopende weergavekarakteristiek te verkrijgen. De transistoren T3 en T4 zijn geschakeld als inverterende versterkers en verzorgen op deze manier de noodzakelijke 180° fasedraaiïng tussen de in- en de uitgang van het Baxandall netwerk.
De versterking van deze trappen wordt gestabiliseerd door een zeer extreme tegenkoppeling in de emitters. De emitterweerstanden zijn voor wisselspanning volledig ontkoppeld naar de massa via de condensatoren C8 en C17.
De hoge tonen regeling wordt uitgevoerd via de stereo potentiometer R5. Voor de lage tonen regeling staat de stereo potentiometer R9 ter beschikking.
Beide potentiometers zijn opgenomen in de terugkoppeling van de versterker. De twee terugkoppelingen worden gemengd via de weerstanden R7/R6 en R22/R23.

Het zou te ver voeren om, in het kader van deze bouwbeschrijving, de werking van de Baxandall toonregeling uitvoerig te verklaren. In het kort komt het er op neer dat de werking berust op een al dan niet symmetrische verdeling in de resistieve en capacitieve delen van de terugkoppeling. Als beide potentiometers in de middenstand staan, dan zal de terugkoppeling van de versterker volledig symmetrisch zijn. Als voorbeeld wordt de hoge tonen terugkoppeling behandeld. Als potentiometer R5 in de middenstand staat, dan wordt het signaal van de buffer via C3 en de helft van R5 aangeboden aan de basis van transistor T2. Via de collector van deze halfgeleider wordt het uitgangssignaal teruggekoppeld via condensator C4 en de helft van potentiometer R5. Beide netwerken bevatten even veel resistieve en capacitieve componenten. Het gevolg is dat de terugkoppeling voor alle frequenties in evenwicht is. De schakeling versterkt alle signalen in gelijke mate. Als echter de loper van R5 naar links wordt verplaatst, dan wordt het signaal van de buffer alleen via de condensator C3 aan de basis van de transistor T2 aangeboden. In de terugkoppeling van collector naar basis staat nu condensator C4 en de volledige waarde van de potentiometer R5. Het gevolg is dat de hoge tonen minder worden teruggekoppeld dan de lage tonen en de versterkertrap zal deze signalen meer versterken. Als echter de loper van de potentiometer R5 volledig naar rechts wordt verplaatst, dan zullen de signalen via C3 en de volledige waarde van R5 aan de basis van de transistor T2 worden aangeboden. De terugkoppeling van collector naar basis bestaat nu alleen uit de condensator C4. Het gevolg is dat signalen met hoge frequenties meer worden verzwakt dan signalen met lage frequenties.
Voor de lage tonen regeling kan een identieke verklaring worden gegeven.

2.8 Universele Baxandall-regeling

De volledig symmetrische regeling van de Baxandall-schakeling is een gevolg van de symmetrische opbouw van beide terugkoppelingsnetwerken.

Het signaal wordt afgenomen van de collectoren van de transistoren T2 en T4. Na deze trappen volgt een volledig passief uitgevoerde volume- en balans-instelling. De stereo potentiometer R15 is de volume-insteller. Het zal duidelijk zijn dat minder signaal wordt doorgekoppeld als de loper van deze potentiometer meer naar de massakant wordt verplaatst. De lopers van beide helften van deze potentiometer gaan naar de balansinsteller R16. De twee helften van deze potentiometer zijn tegengesteld geschakeld. Als de loper van de bovenste helft van R16 aan de loper van R15 hangt, dan zal de loper van de onderste helft van R16 aan de weerstand R30 hangen. In die situatie wordt het rechter signaal maximaal doorgekoppeld naar de uitgang, terwijl het linker signaal maximaal verzwakt wordt. Zet men de lopers van R16 in de andere uiterste stand, dan wordt de situatie omgekeerd. Het rechter signaal wordt maximaal verzwakt, het linker signaal wordt maximaal doorgekoppeld.
Deze passieve volume- en balansregeling is nog steeds de best denkbare regeling. Het nadeel van deze schakeling is wel dat het signaal verzwakt wordt.

De voeding van de schakeling wordt verzorgd door de weerstand R31 en de zenerdiode D1. Dit netwerkje stabiliseert de voedingsspanning op +18 V. De schakeling moet dus gevoed worden uit een spanning die hoger is dan +18 V. De gestabiliseerde voedingsspanning staat als "+2" ter beschikking voor het voeden van eventuele voorversterkers.

Onderdelenlijst

Weerstanden, 1/4 W:

R1,R18	=	2,2	kΩ	
R2,R19	=	180	kΩ	
R3,R12,R20,R27	=	120	kΩ	
R4,R21	=	4,7	kΩ	
R6,R22	=	3,3	kΩ	
R7,R8,R10, R23,R24,R25	=	10	kΩ	
R11,R26	=	27	kΩ	
R13,R28,R31	=	1	kΩ	
R14,R29	=	3,9	kΩ	
R17,R30	=	18	kΩ	

Potentiometers:

R5,R9	=	100	kΩ	lin stereo
R15	=	47	kΩ	log stereo
R16	=	47	kΩ	lin stereo

Condensatoren:

C1,C10	=	2,2	µF	16 V elco
C2,C7,C9,C11, C16,C18	=	10	µF	16 V elco
C3,C4,C12,C13	=	3,3	nF	MKH
C5,C6,C14,C15	=	33	nF	MKH
C8,C17	=	100	µF	16 V elco
C19	=	1000	µF	25 V elco

Halfgeleiders:

D1	=	18 V zener
T1,T2,T3,T4	=	BC107

Diversen:

1 x print
12 x printsoldeerlipje
6 x 5 mm afstandsbusje
6 x M3x15 boutje
6 x M3 moertje
4 x knoppen voor 6 mm as

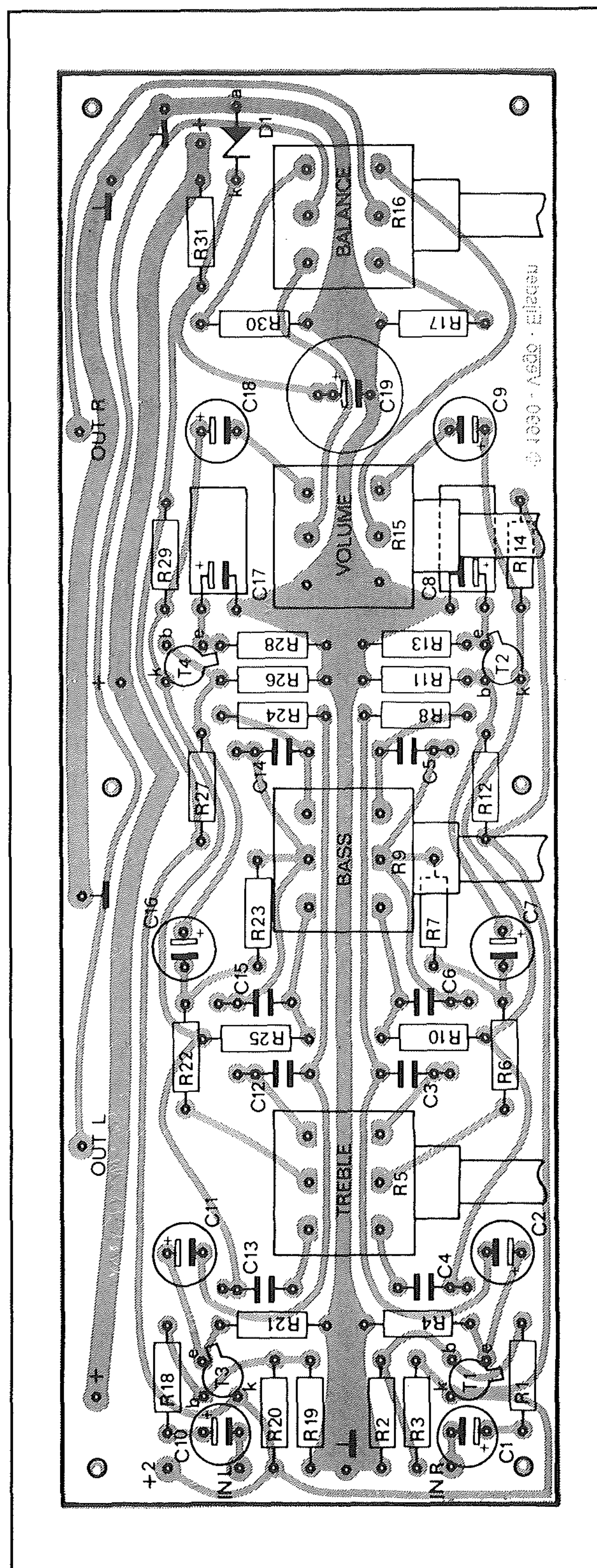
De bouw van de schakeling
De volledige praktische schakeling kan ondergebracht worden op de print die in

2.8 Universele Baxandall-regeling

figuur 4/2.8-4 getekend is. Aan de hand van figuur 4/2.8-5 kan de print beplant worden met de onderdelen.

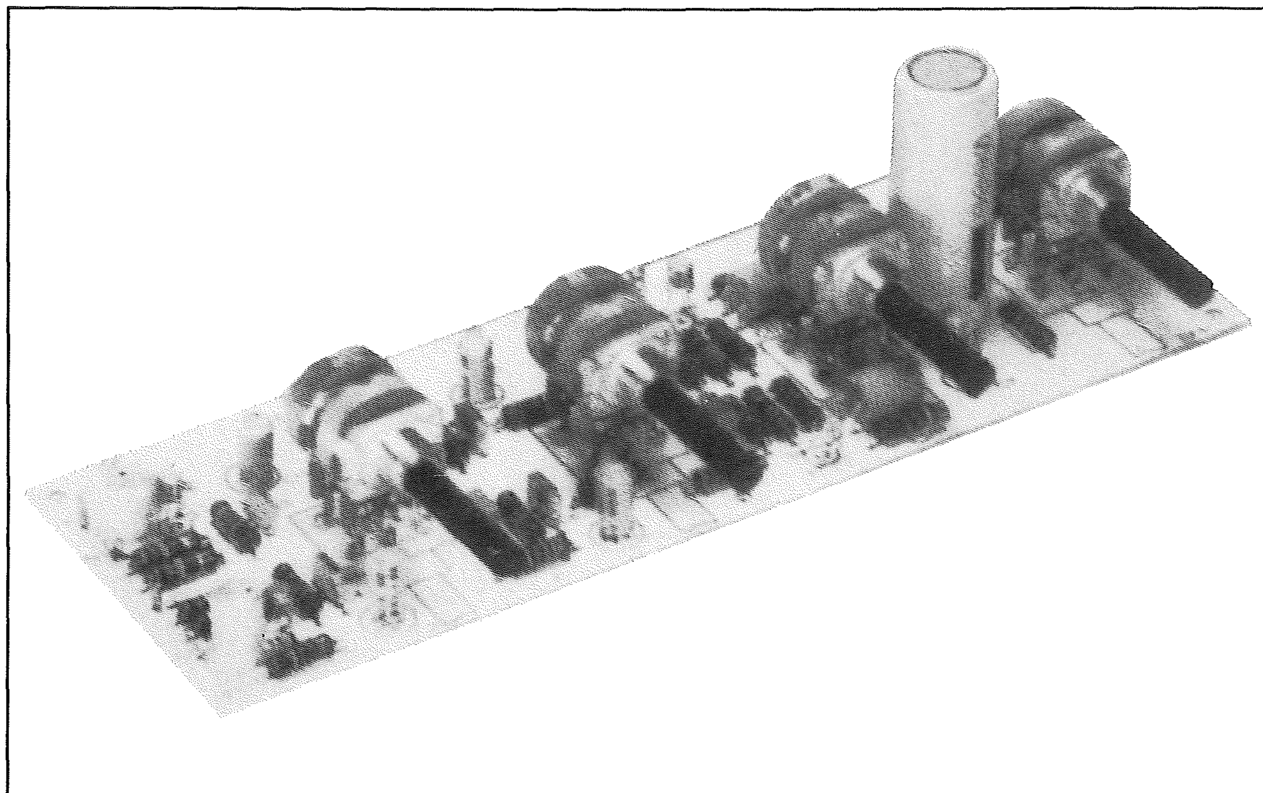
Op de achterzijde van de print zijn twee aansluitingen voorzien voor het doorkoppelen van de ongestabiliseerde voeding en de massa naar andere printen. Op deze manier kan de bedrading van een kompleet systeem aanzienlijk beperkt worden. Aan de linkerzijde van de print is bovendien de gestabiliseerde voeding "+2" beschikbaar voor het voeden van voorversterkerprinten.
Alle elco's kunnen onder de vorm van rechtop staande printuitvoeringen worden aangeschaft.
Men moet er bij de bouw echter wel op letten dat de elco C8 plat op de print wordt gemonteerd.
Dit vanwege het feit dat de potentiometers ook op de print worden gesoldeerd en dat deze elco, rechtop staand, in de weg zou staan van de volume potentiometer R15.
Nadat alle kleine onderdelen zijn gesoldeerd komen de potentiometers aan de beurt.
Er bestaan speciale printuitvoeringen van dergelijke onderdelen, die onder andere door Piher op de markt worden gebracht. Maar ook als men deze uitvoeringen niet kan vinden is er niets aan de hand. Men soldeert eerst zes stevige draadjes aan de aansluitlipjes van de potentiometers en duwt de onderdelen nadien met deze draadjes door de printgaatjes. Nadien worden de draadjes op de koperzijde vast gesoldeerd en staan de potentiometers muurvast op de print.

Tot slot geeft figuur 4/2.8-6 een indruk van de kompleet gemonteerde schakeling.



Figuur 4/2.8-5: De componentenopstelling van de print.

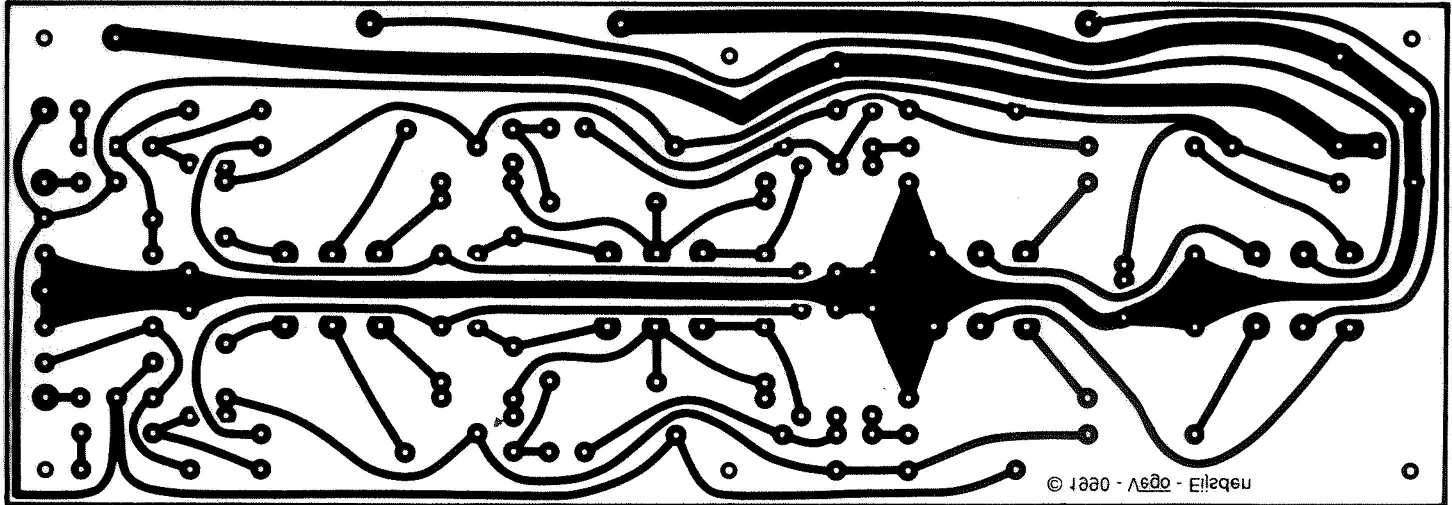
2.8 Universele Baxandall-regeling



Figuur 4/2.8-6: De kompleet gemonteerde schakeling.

2.8 Universele Baxandall-regeling

2.8 Universele Baxandall-regeling



Figuur 4/2.8-4: De print van de schakeling.

4/2.9

Universele OPA

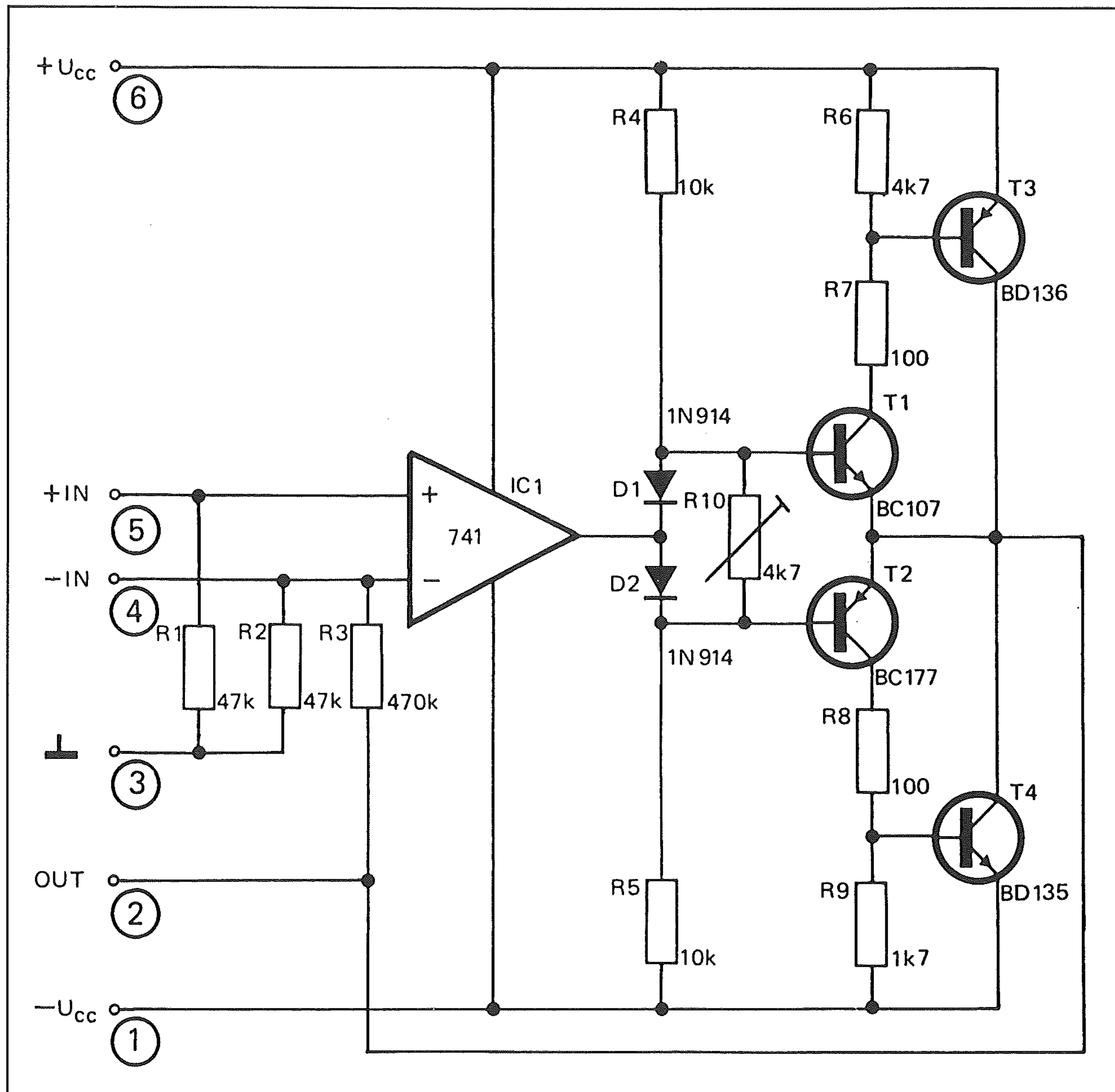
De bouw van de OPA

Wat is een OPA?
OPA is de afkorting van "Operational Power Amplifier", een operationele versterker die dus in staat is vermogen te leveren op zijn uitgang.
OPA's zijn nuttige schakelingen en in feite zou iedere hobbyist één of twee van dergelijke schakelingetjes op voorraad moeten hebben. Zeker in de geluidstechniek zijn er talloze toepassingen te bedenken van een operationele versterker die niet alleen uitgangsspanning, maar ook uitgangsstroom kan leveren.

- Met een OPA kan men afluisterversterkertjes maken, die op ieder gewenst punt van een ingewikkelde mengtafel "ingeprikt" kunnen worden om via een hoofdtelefoon het signaal op die bepaalde plaats te beluisteren.
- Een OPA kan de basis zijn van een nagalmapparaat met mechanische veer, een systeem dat nog steeds door vele audiofielen wordt verkozen boven de "superperfecte", maar onnatuurlijke sound van een digitale nagalm.
- Als een audiosignaal van een mengtafel verstuurd moet worden naar verschillende op grote afstand opgestelde eindversterkers kan men dit signaal via een OPA over 60 Ω kabels transporteren. Als men de eindversterkers dan een ingangsimpedantie van 60 Ω geeft, heeft men een theoretisch ideale vorm van signaaloverdracht gerealiseerd.
- Een OPA kan gebruikt worden als afsluitelement van een sinus- of functiegenerator.
- Een OPA kan gebruikt worden voor het sturen van kleine luidsprekertjes, waarmee men bijvoorbeeld sirenes of speciale geluidseffecten hoorbaar kan maken.
- Een OPA is een ideale schakeling voor het opbouwen van eenvoudige of ingewikkelde intercom-systemen.

Welke OPA?
De in dit hoofdstuk behandelde schakeling vormt een volledig symmetrisch uitgevoerde kleine eindversterker met een sinusvermogen van maximaal 3 W, die wordt gevoed uit symmetrische voedingsspanningen van 2 x 15 V maximaal.
De schakeling is in staat ongeveer 300 mA stroom aan een belasting van minimaal 4 Ω te leveren.
Men zou zich de vraag kunnen stellen waarom men een dergelijke schakeling zélf zou bouwen, terwijl er tegenwoordig tientallen geïntegreerde eindversterkertjes op de markt zijn die dezelfde specificaties hebben. Dat klopt, maar wie wel eens met dergelijke schakelingen heeft gewerkt zal hebben vastgesteld dat de kwaliteit niet zo denderend is.

2.9 Universele OPA



Figuur 4/2.9-1: Het volledige schema van de OPA.

Bovendien zijn er onder die eindversterker-IC's een aantal die bijzonder kritisch in het gebruik zijn en waar de minste of geringste misaanpassing verschrikkelijke oscillaties tot gevolg heeft. Dergelijke schakelingen kunnen echt niet "universeel" worden genoemd.

Het klopt evenzo dat er verschillende Operational Power Amplifiers onder IC-vorm op de markt worden gebracht. Deze schakelingen voldoen aan de allerhoogste kwaliteitsnormen, maar zijn tamelijk duur, vanwege het hoofdzakelijk professionele gebruik dat er van wordt gemaakt.

2.9 Universele OPA

Zelfbouw van een dergelijke handige schakeling is dus toch niet zo gek als in eerste instantie lijkt!

Het schema van de OPA

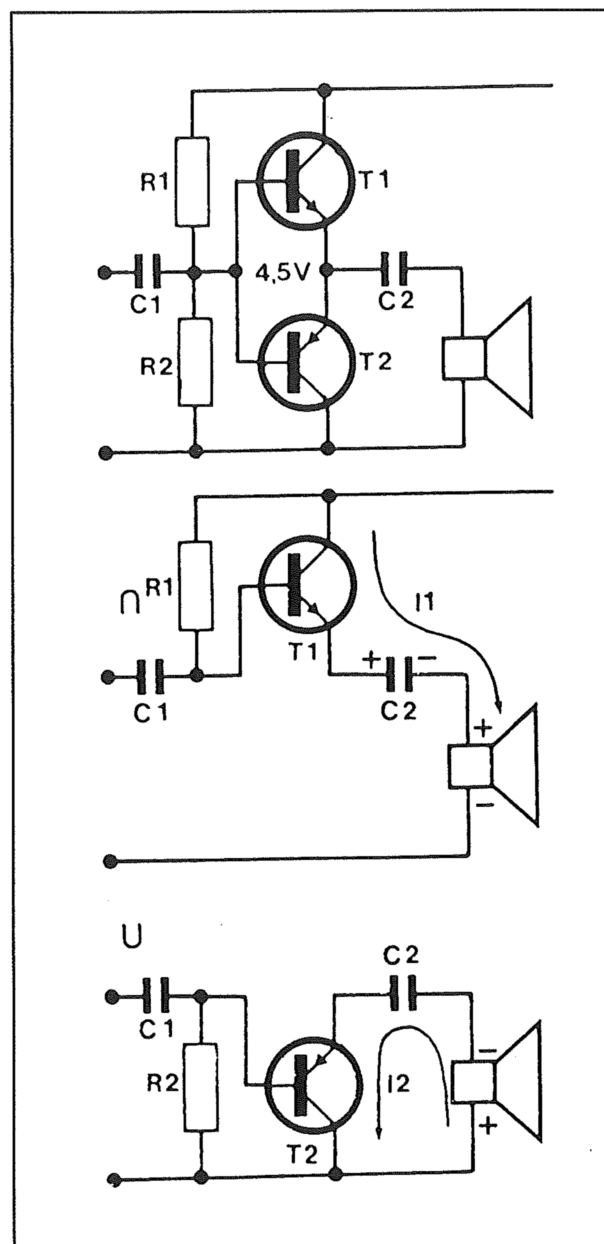
De OPA maakt gebruik van zeer alledaagse componenten en is ondergebracht op een zeer klein module-achtig printje.
Het volledige schema is getekend in figuur 4/2.9-1.

De schakeling is een schoolvoorbeeld van een uitstekende complementaire versterker. De op-amp IC1 wordt als regelversterker gebruikt, die zorgt dat het systeem onder alle mogelijke omstandigheden stabiel blijft.
Om te begrijpen waarom dit schema nu zo ideaal is, is het noodzakelijk eerst wat algemene achtergrondinformatie te geven over de werking van een complementaire versterker.

Complementaire eindtrap

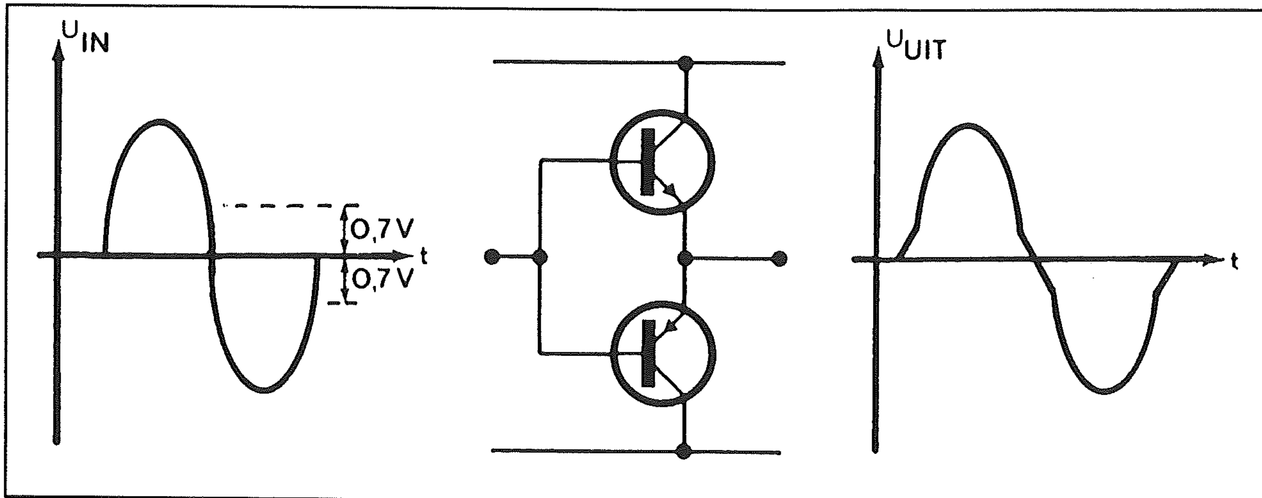
De allereenvoudigste uitvoering van een complementaire versterker is getekend in figuur 4/2.9-2. Twee complementaire transistoren T1 en T2 zijn in serie geschakeld tussen de massa en de positieve voeding. De basissen hangen aan elkaar en worden door middel van de twee even grote weerstanden R1 en R2 ingesteld op de helft van de voedingsspanning. Het ingangssignaal wordt via de scheidingscondensator C1 aangeboden aan de basissen. Het uitgangssignaal wordt via de scheidingscondensator C2 afgenomen van de emitters. In wezen bestaat deze schakeling uit twee emittervolgers.
In rust, dus zonder signaalspanning op de ingang, zullen beide transistoren sperren. De basissen zijn immers met elkaar verbonden, zodat er geen spanning aanwezig kan zijn tussen de basissen en de emitters.

Als aan de ingang de positieve signaalhelft wordt aangeboden zal de basis van T1 positief gestuurd worden ten opzichte van de emitter.
De halfgeleider gaat geleiden en er vloeit een vrij grote wisselstroom i_1 door de transistor via C2 naar de belasting.



Figuur 4/2.9-2: De theoretische allereenvoudigste basisschakeling van een complementaire versterker.

2.9 Universele OPA



Figuur 4/2.9-3: Het ontstaan van cross-over vervorming.

Op dat moment lijkt het alsof transistor T2 niet aanwezig is. De stroom i_1 zal de scheidingscondensator aan de uitgang op de getekende manier opladen.
Als op de ingang de negatieve signaalhelft wordt aangeboden wordt de basis van T2 negatief gestuurd. Nu gaat deze halfgeleider geleiden, met als gevolg dat de geladen condensator C2 weer ontladen wordt naar de massa.
Deze ontlading heeft tot gevolg dat er door de belasting en door de transistor T2 een wisselstroom i_2 vloeit.
Door het afwisselend in geleiding en in sper komen van de transistoren zal dus de condensator C2 opgeladen en ontladen worden, waardoor er door de belasting een wisselstroom gaat vloeien. Omdat men er van uitgaat dat de twee transistoren identieke eigenschappen hebben is de schakeling op te vatten als een volstrekt symmetrische aansturing van de belasting.

De spanningsversterking van de schakeling is gelijk aan één. De transistoren zijn immers als emittervolger geschakeld en versterken geen spanning, maar wél stroom.

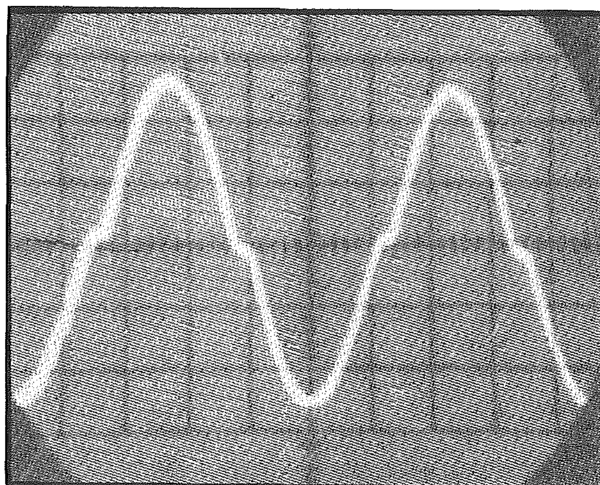
Over de belasting staat dus een even groot signaal als op de ingang, het enige voordeel van de schakeling is dat de ingangsstroom versterkt wordt met de stroomversterkingsfactoren van de transistoren.

Cross-over vervorming
Het nadeel van deze eenvoudige schakeling komt aan het licht als men de werking nauwkeuriger onderzoekt voor kleine signaalspanningen op de ingang. Dit is getekend in figuur 4/2.9-3.

Een transistor gaat maar eerst geleiden als het spanningsverschil tussen basis en emitter groter wordt dan ongeveer 0,7 V. Als men dus kleine signalen aan de ingang legt, dan zullen beide transistoren in sper blijven met als gevolg dat er niets van dit signaal op de uitgang terug te vinden is. Maar ook als men grote signalen aan de ingang legt zullen deze signalen natuurlijk vrij vaak kleiner zijn dan +/-0,7 V, bijvoorbeeld rond de nuldoorgang.
Het gevolg is dat er een "dode zône" in de werking van de eindtrap ontstaat. Deze dode zône is aansprakelijk voor de beruchte cross-over vervorming, de overnamevervorming die ontstaat als de ene

transistor de werking van de andere overneemt.

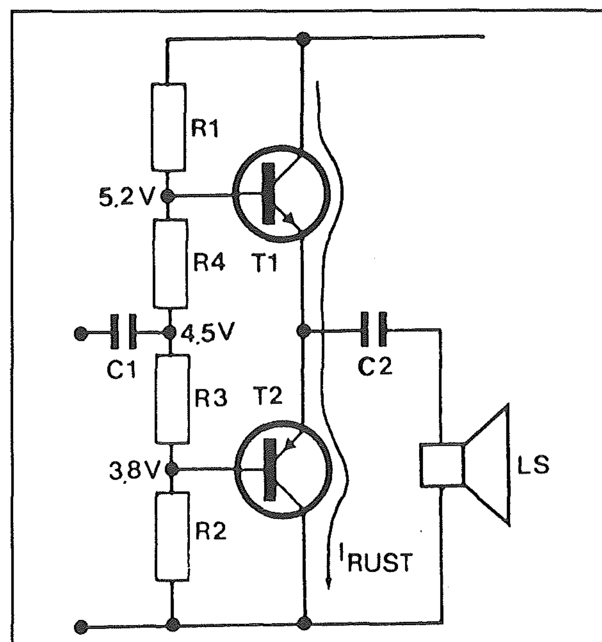
Dat deze vervorming in de praktijk meer dan duidelijk aanwezig is blijkt uit de foto van figuur 4/2.9-4. Op deze foto kan men zien wat er op de uitgang van de schakeling ontstaat als men de ingang stuurt met een sinussignaal met een top-tot-top waarde van 10 V.



Figuur 4/2.9-4: De cross-over vervorming in de praktijk.

Ruststroom

De cross-over vervorming kan op een veel betere manier onderdrukt worden door de twee eindtransistoren te voorzien van een bepaalde ruststroom. De eenvoudigste ruststroomvoorziening is getekend in figuur 4/2.9-5.



Figuur 4/2.9-5: Cross-over compensatie door het aanbrengen van een ruststroom.

Hoewel een dergelijke eindtrap dus alles behalve ideaal werkt, treft men in de praktijk toch schema's van OPA's aan, waarin een dergelijke schakeling achter de uitgang van een op-amp wordt geschakeld. Door de uitgang terug te koppelen naar de ingang van de op-amp kan men de cross-over vervorming door de op-amp laten compenseren. De op-amp overbrugt dan als het ware de dode zône van de eindtrap door op dat moment meer spanning aan de basissen aan te bieden. Maar dat systeem is om diverse redenen niet ideaal!

De basissen worden nu van elkaar gescheiden en verbonden met twee knooppunten van een uit vier weerstanden samengestelde spanningsdeler. De vier weerstanden van deze deler worden zo berekend dat de beide basissen op spanningen komen te staan die ongeveer 0,7 V positiever of negatiever zijn dan de spanningen op de emitters. Het signaal wordt nu tussen R4 en R3 aangeboden.
Het gevolg van deze instelling is dat de beide transistoren in rust, dus zonder signaal op de ingang, een beetje gaan geleiden. Deze geleiding heeft een bepaalde

gelijkstroom I_{RUST} tot gevolg. De waarde van de stroom is afhankelijk van de waarde van de vier weerstanden.
Als er nu een signaal op de ingang wordt gezet, dan zal de overgang van geleiden naar sperren en van sperren naar geleiden van beide transistoren veel geleidelijker gebeuren. Er ontstaat nu nooit een moment waarop beide eindtransistoren sperren, met als gevolg dat ook kleine signalen goed versterkt worden en er in grote signalen geen dode zône voorkomt.

Terug naar het schema van de OPA
Met deze basiswetenschap in het achterhoofd kan men het ontwerp van de OPA aan een nadere bestudering onderwerpen. Terug dus naar het schema van figuur 4/2.9-1!

Het eerste dat opvalt is dat de enkelvoudige transistoren van het basisschema vervangen zijn door twee PNP/NPN combinaties T1/T3 en T2/T4. Dat is een grote verbetering ten opzichte van het basisschema. Beide helften van de complementaire eindtrap werken nu niet meer met spanningssturing, maar met stroomsturing! Stel dat de ingangsspanning positief wordt. De ingangsspanning wordt aangeboden aan de niet-inverterende ingang van de op-amp, het gevolg is dat ook de uitgang van de op-amp positief gestuurd wordt. Deze positieve sturing bereikt via de geleidende diode D1 de basis van de transistor T1. Deze halfgeleider gaat meer geleiden, met als gevolg dat er door de beide collectorweerstanden R6 en R7 meer stroom gaat vloeien. De spanningsval over beide weerstanden neemt dus toe. Het resultaat is dat de basis-emitter spanning van transistor T3 gaat stijgen met als logisch gevolg dat deze halfgeleider meer open gestuurd wordt. Op deze manier heeft een kleine spanningstoename op de uitgang van de operationele versterker een grote stroomtoename door de transistor T3 tot gevolg.
Hetzelfde verhaal geldt uiteraard ook voor T2/T4 bij negatieve aansturing van de ingang.

Besluit: om de versterker volledig uit te sturen is het nu niet noodzakelijk dat de uitgang van de operationele versterker ook volledig wordt uitgestuurd. Het volstaat dat de uitgang van de op-amp enige V positief of negatief wordt om de eindtransistoren volledig in verzadiging te sturen en de uitgang van de eindtrap vast te laten lopen tegen de positieve of de negatieve voeding.
Dat heeft grote consequenties op de weergavekarakteristiek van de schakeling. Zoals bekend hebben operationele versterkers een bepaalde slew-rate. Een getal dat aangeeft hoe snel de uitgangsspanning van de op-amp per µs kan variëren. De meeste populaire op-amp's hebben een kleine slew-rate en het is bijvoorbeeld al niet meer mogelijk om een 741 met een signaal van 10 kHz volledig uit te sturen. De uitgang zou dan zo snel van waarde moeten veranderen dat de slew-rate overschreden wordt. Dank zij de speciale schakeling van de eindtrap heeft men geen last van dit nadeel van de op-amp.

De ruststroominstelling van de eindtrap is ook geperfectioneerd. De instelspanning voor beide basissen wordt nu niet opgewekt door een stroom door een weerstand te laten vloeien, maar door twee silicium dioden in de weerstandsdeler naar de basissen op te nemen. Over de geleidende diodes ontstaan spanningen van ongeveer 0,7 V en deze zorgen voor de ruststroominstelling van de eindtrap. Deze schake-

2.9 Universele OPA

ling voldoet beter, omdat er nu een constant deel van de signaalspanning in de diodes verloren gaat. Bij weerstandsturing neemt het signaalverlies toe naarmate men de eindtrap meer uitstuurt.
De waarde van de ruststroom kan worden ingesteld op de gewenste waarde door de loper van de potentiometer R10 te verdraaien. Sluit men R10 helemaal kort, dan worden beide basissen met elkaar verbonden en werkt de schakeling zonder ruststroom. Voor bepaalde toepassingen kan dat handig zijn. Draait men meer weerstand in de kring, dan zal er steeds meer stroom door de dioden gaan vloeien, waardoor de basis-emitter spanningen van de transistoren T1 en T2 toenemen en dus ook hun collectorstromen. Deze veroorzaken op hun beurt grotere spanningsvallen over de weerstanden R6 en R9, met als gevolg dat ook de transistoren T3 en T4 meer gaan geleiden.

Tot slot de schakeling rond de operationele versterker. Deze is klassiek van opbouw. Het te versterken signaal wordt aangeboden aan de niet-inverterende ingang van de op-amp. De inverterende ingang wordt via de weerstanden R2 en R3 teruggekoppeld naar de uitgang van de schakeling. Het is deze terugkoppeling die de spanningsversterking van de schakeling vast legt en zorgt voor de thermische stabiliteit van het geheel.
De op-amp streeft naar spanningsgelijkheid tussen beide ingangen. Als er dus op de ingang een spanning van +1 V wordt gelegd, zal de op-amp zijn uitgangsspanning zo instellen dat er via de terugkoppeling ook +1 V op de inverterende ingang komt te staan. Dat is alleen mogelijk als de uitgangsspanning gelijk wordt aan +11 V. De spanning van 1 V valt immers over de weerstand R2. R3 is echter 10 keer groter, zodat over deze weerstand een tien keer grotere spanning valt. De +1 V op de inverterende ingang plus de 10 V over weerstand R3 geeft een spanning van +11 V op de uitgang van de schakeling.

De schakeling is in principe ontworpen voor symmetrische voeding tussen maximaal +/-18 V. Maar zoals bij de toepassingen zal blijken is het ook mogelijk de schakeling uit een asymmetrische voeding te voeden.

Onderdelenlijst

Weerstanden, 1/4 W:

R1,R2	=	47	kΩ
R3	=	470	kΩ
R4,R5	=	10	kΩ
R6,R9	=	4,7	kΩ
R7,R8	=	100	Ω

Instelpotentiometer, staand:

R10	=	4,7	kΩ

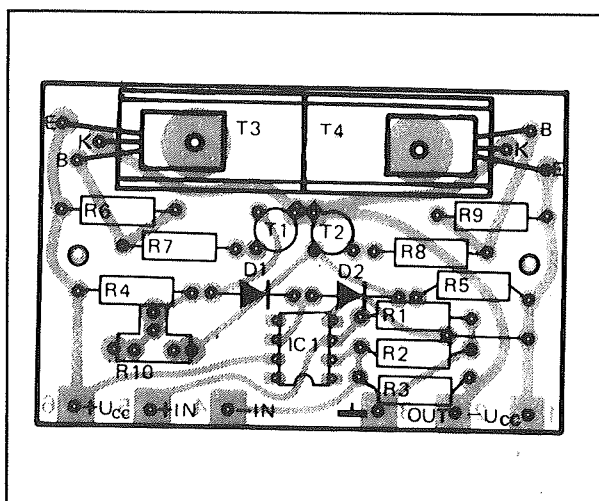
Halfgeleiders:

D1,D2	=	1N4148, 1N914
T1	=	BC107
T2	=	BC177
T3	=	BD136
T4	=	BD135
IC1	=	741

Diversen:
1 x printje
2 x koelplaatje
6 x printsoldeerlipje

De bouw van de schakeling
De OPA kan worden ondergebracht op het kleine printje van figuur 4/2.9-6. Dat printje heeft iets bijzonders. De zes aansluitingen van de print kunnen via printsoldeerlipjes met de externe schakeling

verbonden worden. Maar deze punten staan ook ter beschikking op kopervlakjes aan de rand van de print. Op deze manier kan men het printje, als een echt module, rechtstreeks op het koperpatroon van een andere print solderen. Ideaal als men de OPA niet als losstaande schakeling wil gebruiken, maar als onderdeel in een groter systeem! De onderdelen worden naar hun gereserveerde plaats geleid aan de hand van de componentenopstelling van figuur 4/2.9-7.



Figuur 4/2.9-7: De componentenopstelling van de OPA.

De bouw kan geen problemen geven. Vergeet echter niet het draadbruggetje aan te brengen tussen de weerstanden R1 en R2! De twee eindtransistoren worden gemonteerd op 2,5 cm lange U-vormige koelprofieltjes.
Deze kunnen samen met de halfgeleiders op de print geschroefd worden. De twee koelplaatjes staan op dezelfde spanning en mogen elkaar dus best raken! In principe zou men ook een groot koelprofieltje met een lengte van 5 cm kunnen gebruiken.

Het afregelen van de OPA
De instelpotentiometer R10 wordt volledig weggedraaid en de schakeling wordt verbonden met de symmetrische voedingsspanningen van +/-15 V. Na het inschakelen van de voeding mogen de stroommeters op dat apparaat niet meer stroom aangeven dan ongeveer 10 mA. De spanning op de uitgang van de versterker moet bovendien 0 V bedragen. Afwijkingen van enige tientallen mV zijn wel toegestaan. Deze zijn een gevolg van de offset van de operationele versterker, die in dit schema niet gecompenseerd wordt omdat zijn invloed te verwaarlozen is. Nadien verdraait men voorzichtig de loper van de instelpotentiometer tot de stroommeters op de voeding een verbruikte stroom van ongeveer 25 mA aanwijzen. De ruststroom is dan ingesteld op ongeveer 15 mA, hetgeen voor een dergelijk kleine eindversterker meer dan voldoende is. Ook na deze instelling moet de spanning op de uitgang van de versterker gelijk blijven aan 0 V.

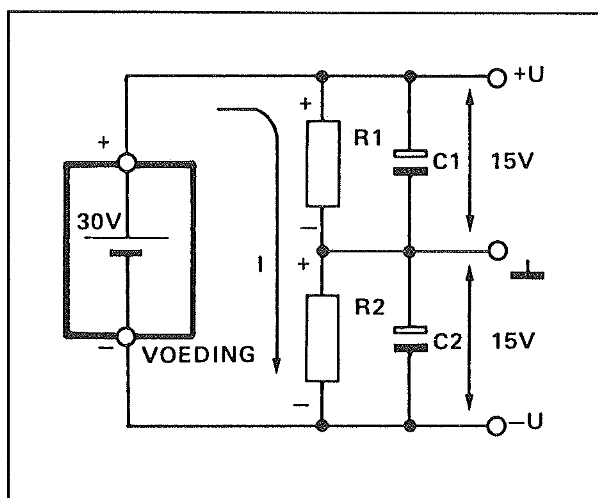
Toepassingsvoorbeelden

Inleiding
In dit subhoofdstukje worden drie toepassingen van de OPA beschreven. Van deze schakelingen wordt alleen het schema gepubliceerd en besproken, wie de schakelingen op deze manier wil nabouwen zal zélf een print moeten ontwerpen. Wél zijn de schakelingen uitvoerig in de praktijk getest en zij werken uitstekend.
Aan de orde komen:
- een zogenaamde "spanningssplitser", een schakeling waarmee men een enkelvoudige voeding kan omzetten in een symmetrische voeding;

- een "monitorversterker", een kleine eindversterker die zeer bruikbaar is in de audiowereld;
- een aansturingsschakeling voor een nagalm met mechanische veer.

Drie nuttige toepassingen en iedereen met wat verbeelding zal er nog veel meer weten te verzinnen!

De spanningssplitser
Het principe van een spanningssplitser is geschetst in figuur 4/2.9-8.



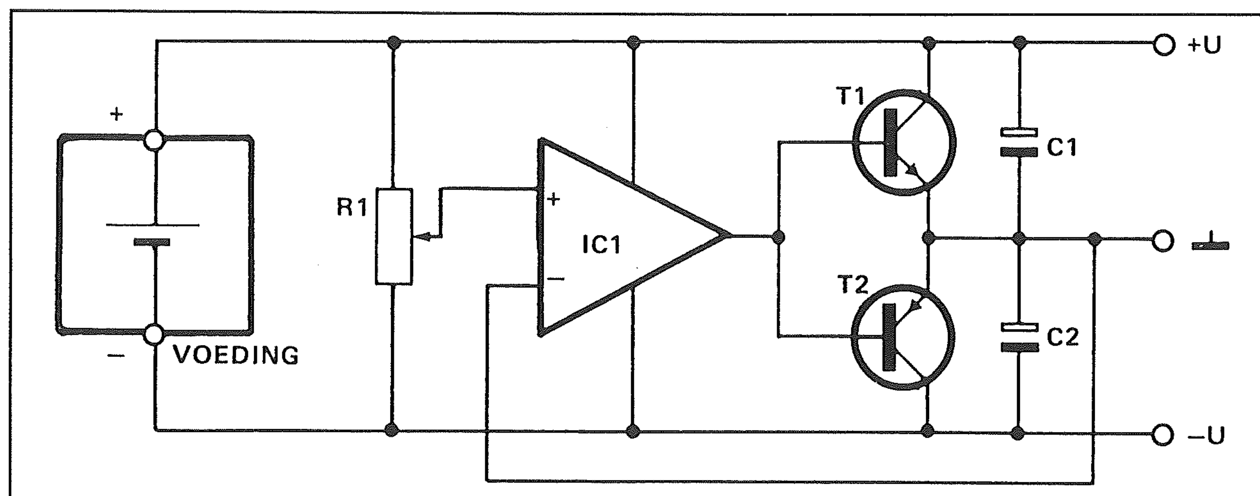
Figuur 4/2.9-8: Het principe van een spanningssplitser.

Heeft men maar één voeding ter beschikking en wil men uit deze voeding een symmetrische schakeling voeden, dan kan dat in principe op de getekende manier. De voeding wordt ingesteld op 30 V. Tussen de uitgangen van de voeding worden twee even grote weerstanden R1 en R2 opgenomen. Het knooppunt van beide weerstanden wordt verboden met de massa van de te voeden schakeling. De twee uiteinden vormen de symmetrische voedingspunten die spanningen van +15 V en van -15 V leveren ten opzichte van het gecreëerde massapunt. De werking van het systeem zal duidelijk zijn.
De stroom I die de voeding door de weerstanden stuurt wekt over beide onderdelen identieke spanningsvallen op. Omdat de voeding 30 V levert staat er over iedere weerstand een spanning van 15 V. Door nu het knooppunt als massa te beschouwen, zal op de bovenste weerstand een spanning van +15 V staan ten opzichte van deze massa en op de onderste weerstand een spanning van -15 V ten opzichte van de kunstmatige massa.

Dit principe werkt goed als de te voeden schakeling erg weinig stroom afneemt en de negatieve en positieve voedingsstromen bovendien even groot zijn. Is dat niet het geval, dan gaat het evenwicht verloren en zou de schakeling bijvoorbeeld +20 V en -10 V als voedingsspanningen kunnen leveren. Dit nadeel is te ondervangen door de schakeling van figuur 4/2.9-9 toe te passen.

De twee weerstanden zijn nu vervangen door twee transistoren, die gestuurd worden uit een operationele versterker. Het gemeenschappelijke emitterpunt wordt nu benoemd tot kunstmatige massa. De inverterende ingang van de op-amp is daarmee verbonden. De niet-inverterende ingang wordt aangesloten op de loper van een potentiometer die over de uitgangen van de voeding is geschakeld. De loper wordt zo ingesteld dat dit punt op precies de helft van de voedingsspanning staat. Levert de voeding dus 30 V af, dan wordt de loper ingesteld op een spanning van +15 V op de niet-inverterende ingang. Omdat de op-amp is teruggekoppeld zal het onderdeel ervoor zorgen dat ook op de inverterende ingang een spanning van +15 V staat.

2.9 Universele OPA



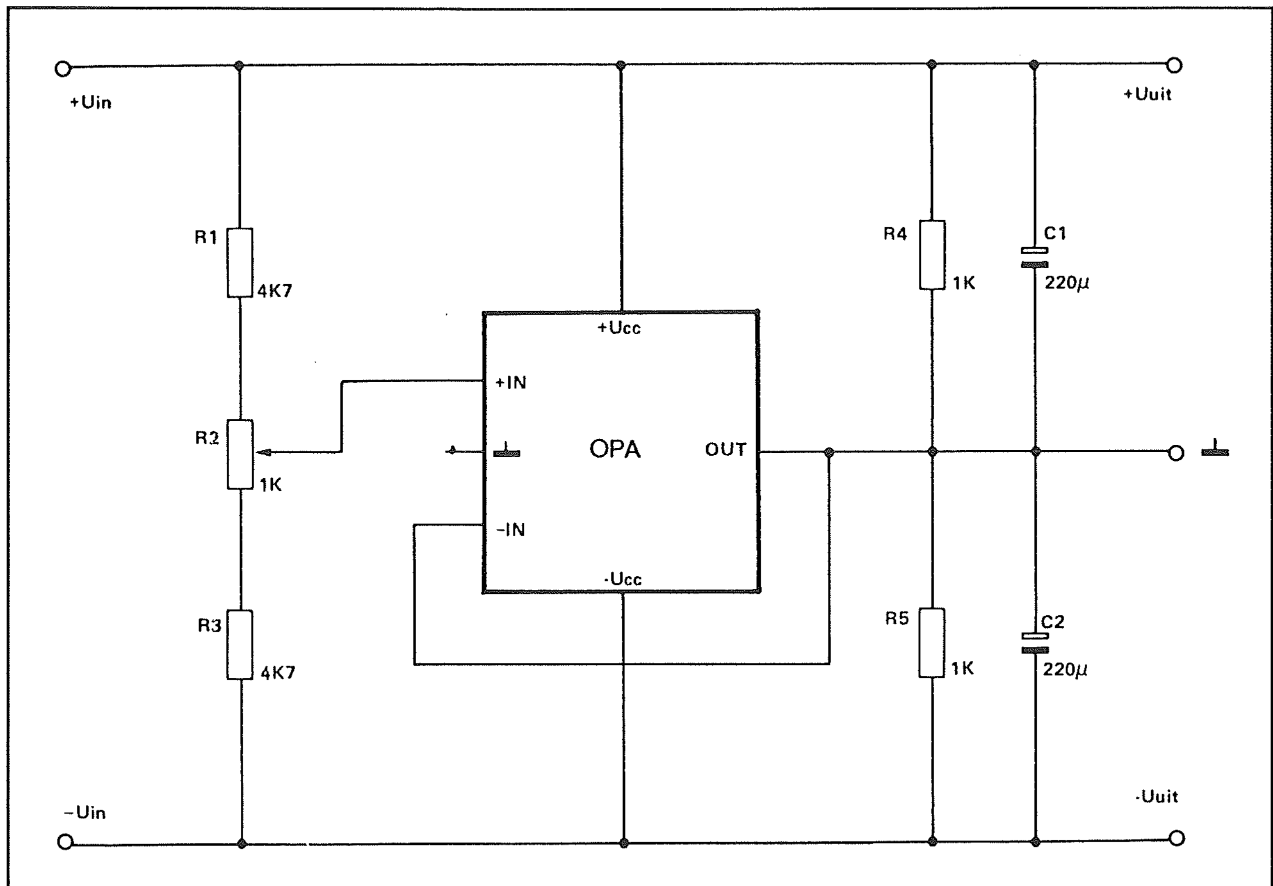
Figuur 4/2.9-9: Een spanningssplitser die variërende en niet symmetrische belastingsstromen opvangt.

De kunstmatige massa wordt dus ingesteld op een spanning van +15 V en op de collectors van beide transistoren meet men ten opzichte van dat punt spanningen van +/-15 V.
Als de schakeling nu niet evenredig belast wordt zal de op-amp er voor zorgen dat de kunstmatige massa toch op +15 V blijft ingesteld, zodat het spanningsevenwicht blijft bestaan. De onevenredig belasting wordt opgevangen door een van de transistoren meer te laten geleiden dan de andere.

In het schema van figuur 4/2.9-9 herkent men de basisschakeling van de OPA!
Vandaar dat deze schakeling zeer bruikbaar is om een spanningssplitser te ontwerpen. Hoe dat gaat is getekend in figuur 4/2.9-10. De +IN gaat naar de weerstandsdeler die deze ingang instelt op de halve uitgangsspanning van de niet symmetrische voeding.
De -IN gaat rechtstreeks naar de uitgang. Door deze doorverbinding wordt de interne terugkoppelweerstand overbrugd, zodat de OPA zich instelt op een spanningsversterking van één. De print van de OPA wordt gevoed uit de twee uitgangen van de niet symmetrische voeding. De onderdelen R4, R5, C1 en C2 zijn niet echt noodzakelijk, maar dragen bij aan de stabiliteit van het geheel. De OUT van de OPA wordt nu het kunstmatige massapunt van de te voeden symmetrische schakeling.

De spanningssplitser kan gebruikt worden in combinatie met iedere voeding die een maximale spanning van 36 V levert. Een hogere spanning is verboden omdat deze de grenzen van de gebruikte op-amp overschrijdt. De minimale spanning die gesplitst kan worden bedraagt ongeveer 10 V. Het verdient aanbeveling de OPA alleen te gebruiken in combinatie met een voeding die is uitgerust met een elektronische stroombegrenzer. De OPA heeft zo'n voorziening niet en zou men een van de uitgangen kortsluiten naar de kunstmatige massa, dan zou de OPA onmiddellijk sneuvelen.
De splitser heeft een stroomcapaciteit van ongeveer 250 mA. Maar men moet wel bedenken dat deze capaciteit ook wordt bepaald door de mate van symmetrie van de twee afgenomen stromen ten opzichte van de kunstmatige massa.

2.9 Universele OPA



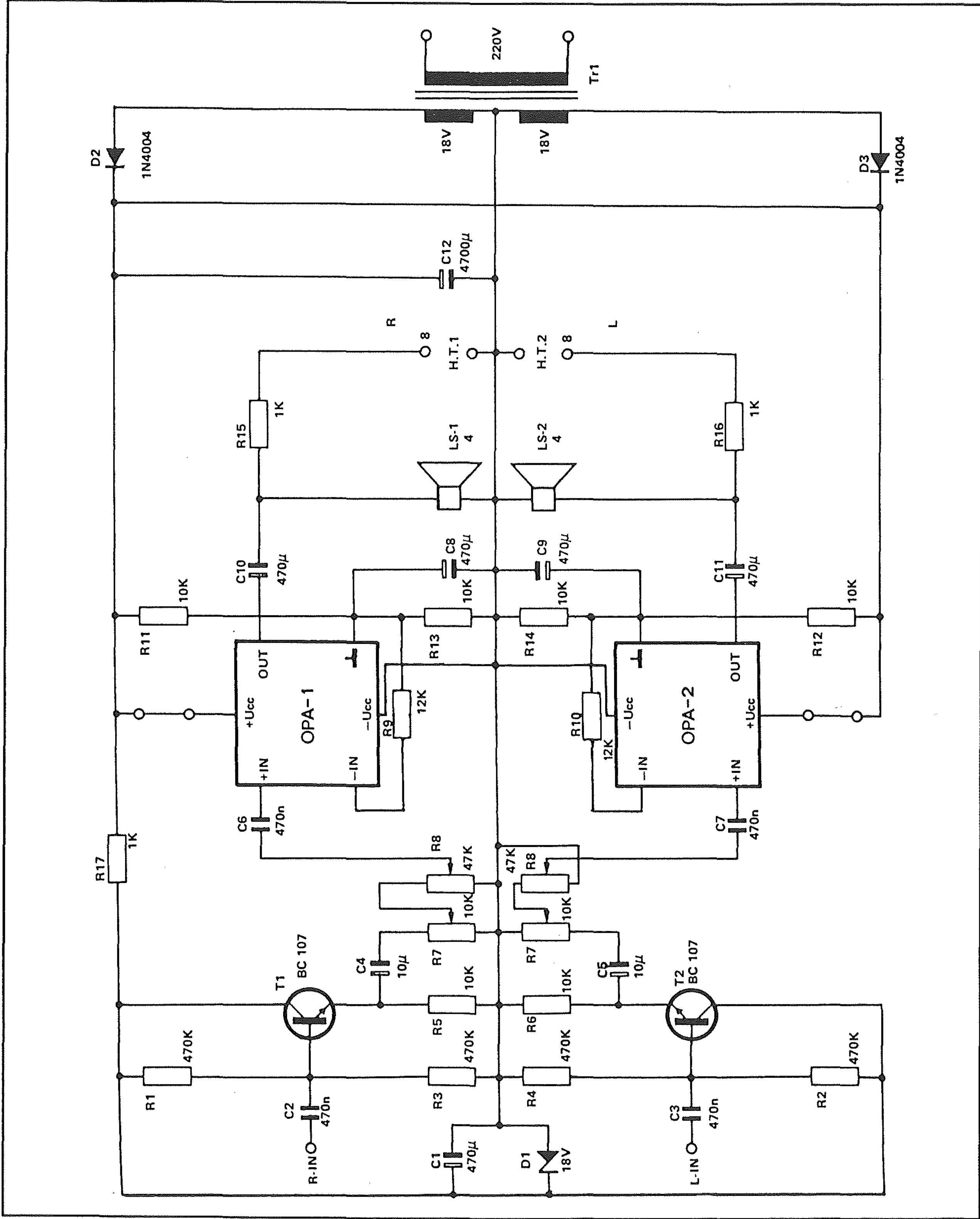
Figuur 4/2.9-10: De OPA gebruikt als spanningssplitser.

Als de te voeden schakeling namelijk twee ongeveer even grote stromen trekt, dan moet de splitser nauwelijks iets doen om de symmetrie van de twee uitgangsspanningen te handhaven en kan het geheel veel meer dan 250 mA leveren. Voedt men echter een schakeling die een positieve stroom van +300 mA verbruikt en een negatieve stroom van slechts -10 mA, dan moet de splitser een van de eindtransistoren van de OPA volledig opensturen om de symmetrie tussen de uitgangsspanningen te handhaven en zal deze eindtransistor zeer heet worden.

Een monitorversterker

Een monitorversterker is een kleine geluidsversterker, die over uitstekende eigenschappen beschikt en wordt gebruikt om ergens in een uitgebreid LF-systeem, zoals een grote mengtafel, de kwaliteit van het geluid te controleren. In de meeste gevallen is een monitorversterker uitgerust met twee kleine luidsprekertjes, maar daarnaast staat ook een hoofdtelefoon uitgang ter beschikking. Een toonregeling is nooit aanwezig, omdat een dergelijke regeling afbreuk zou doen aan de functie van de schakeling, namelijk het controleren van het natuurlijke geluid op een bepaald punt. Wat uiteraard wél aanwezig is, is een volumepotentiometer, zodat men het niveau van het ingangssignaal kan aanpassen.

2.9 Universele OPA



Figuur 4/2.9-11: Het praktische schema van een monitorversterker met twee OPA's.

2.9 Universele OPA

Twee OPA's kunnen opgenomen worden in het schema van figuur 4/2.9-11 en vormen dan een uitstekende monitorversterker.
De te versterken ingangssignalen gaan eerst naar twee buffertjes, uitgevoerd met emittervolgers T1 en T2. De signalen op de emitters worden via de scheidingscondensatoren C4 en C5 aangeboden aan twee stereo-potentiometers R7 en R8. R7 is een logaritmisch model en verzorgt de volume-instelling. Hoewel niet volstrekt noodzakelijk is onder de vorm van R8 een eenvoudige balansregeling in het schema opgenomen. Men zou dit onderdeel echter achterwege kunnen laten en de lopers van R7 rechtstreeks met de ingangen van de OPA's verbinden.

Hoe dan ook, na deze trap komen beide OPA's. De +IN ingangen worden via scheidingscondensatoren C6 en C7 met de te versterken signalen verbonden. Deze condensatoren zijn noodzakelijk omdat de OPA's bij deze toepassing uit een niet symmetrische voedingsspanning gevoed worden.
De -UCC aansluitingen van de OPA-printen gaan dus naar de massa, de +UCC punten naar de positieve voeding die wordt afgeleid uit een trafo van 2 x 18 V. Deze niet symmetrische voeding kan alleen als de OPA in rust op de helft van de beschikbare voeding wordt ingesteld. Daarvoor worden twee weerstandsdelers R11/R13 en R14/R12 gebruikt. De knooppunten van deze weerstanden staan op de helft van de voedingsspanning en deze instelspanningen gaan naar de MASSA-aansluitingen van de OPA-printen. De interne schakeling van de OPA zal er voor zorgen dat nu ook de +IN en -IN ingangen en de OUT op de helft van de voedingspanning komen te staan.

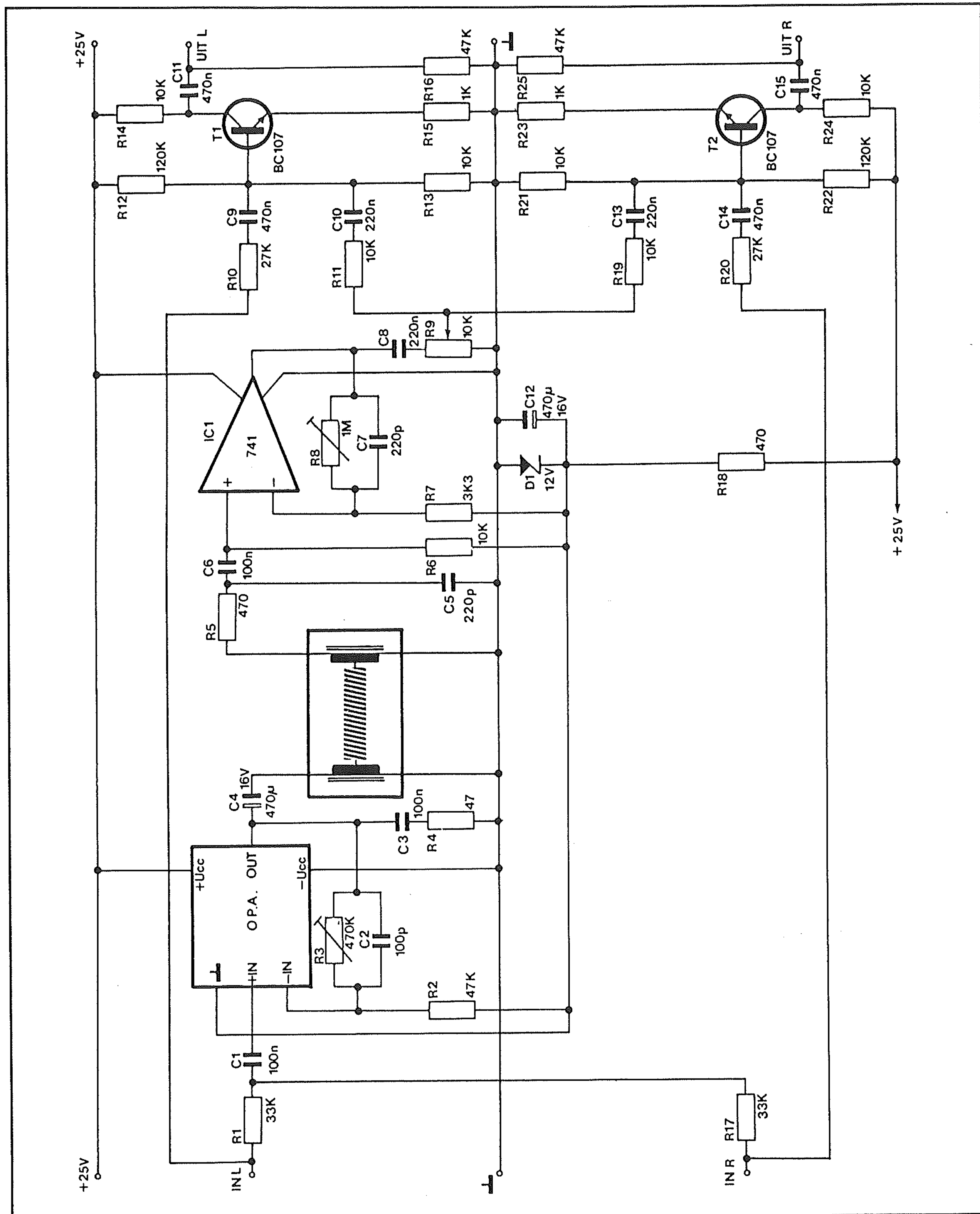
De instelspanningen worden ontkoppeld door middel van de condensatoren C8 en C9. Vanwege de enkelvoudige voeding moet de belasting via een scheidingscondensator op de OUT worden aangesloten. Daarvoor zorgen de elco's C10 en C11. De luidsprekertjes van 4 Ω worden tussen deze elco's en de massa verbonden. De OUT's gaan ook via twee serieweerstanden R15 en R16 naar de hoofdtelefoon uitgangen van de monitorversterker.

De versterking van de monitorversterker wordt bepaald door de extra terugkoppelweerstanden R9 en R10, die zijn geschakeld tussen de massa van de OPA's en de -IN ingangen. Met de gekozen waarden van 12 kΩ wordt de monitorversterker volledig uitgestuurd met een signaal van ongeveer 300 mV effectief op de ingangen.

In het schema zijn twee op het eerste zicht vrij vreemde draadbruggetjes opgenomen. Deze tussen de positieve voeding en de +UCC aansluitingen van de OPA-printen aangebrachte draadbruggetjes staan als symbool voor de ruststroomafregeling van de OPA's.
In deze toepassing moeten deze ruststromen namelijk op 25 mA worden afgeregeld. Dat kan door de draadbruggetjes een voor een te vervangen door een mA-meter en de ruststroom op de beschreven manier op 25 mA af te regelen.
Vergeet echter niet de voeding uit te schakelen als men de meter in een van de OPA-leidingen opneemt!

Mechanische nagalm
Nagalmschakelingen waarbij gebruik wordt gemaakt van mechanische veren zijn grotendeels verdrongen door digitale schakelingen.

2.9 Universele OPA



Figuur 4/2.9-12: Het volledige schema van een mechanische nagalmversterker.

2.9 Universele OPA

Daarbij wordt het geluidssignaal omgezet in een digitale code. Deze wordt in een schuifregister ingelezen en schuift door alle cellen van dit register op het ritme van een clock. Na enige tijd, de vertragingstijd van het systeem, komt de code uit het register en wordt weer omgezet in een analoog signaal. Dit signaal wordt gemengd met het originele en op deze manier ontstaat het galmeffect. Beide signalen zijn immers ten opzichte van elkaar vertraagd.
Digitale schakelingen werken, zuiver technisch bekeken, veel beter dan analoge nagalmschakelingen. De vervorming is minimaal, de bandbreedte overweldigend en de nagalmtijd is regelbaar. Maar toch klinkt, althans volgens sommige puristen, het signaal van een digitale nagalm kunstmatig. Deze lieden zweren bij mechanische nagalm.

Bij mechanische nagalm wordt een mechanische veer in trilling gebracht door het ingangssignaal. Deze mechanische trillingen planten zich voort door de windingen van de veer en worden aan het andere uiteinde van de veer weer omgezet in een analoog signaaltje. De vertraging wordt nu dus bepaald door de lengte en het aantal windingen van de veer. Het vertraagde signaal wordt weer met het originele signaal gemengd. In theorie hebben dergelijke systemen niets dan nadelen. De nagalmtijd is niet instelbaar, het frequentiebereik erg klein en bovendien vertonen mechanische veren de meest vreemdsoortige resonantie-effecten in de weergaveband. Maar is dat misschien de charme van dergelijke systemen? Het feit dat iedere veer heel anders klinkt en dat men tot in den treure kan experimenteren door steeds andere veren in het systeem op te nemen?

Hoe dan ook, de OPA is een ideale schakeling om een mechanische veer aan te sturen.
Het schema van een praktisch bruikbare nagalmversterker is getekend in figuur 4/2.9-12.
Ook nu wordt de schakeling enkelvoudig gevoed.
Maar om aan te tonen dat verschillende wegen naar het beoogde resultaat leiden werd bij deze schakeling de instelling van alle op-amp's op de helft van de voedingsspanning op een alternatieve methode uitgewerkt.
Uit de beschikbare voedingsspanning van +25 V wordt door middel van de weerstand R18 en de zenerdiode D1 een spanning van +12 V afgeleid.
Dit punt wordt bevorderd tot kunstmatig massapunt van de schakeling.
De +25 V van de voeding staat dan ten opzichte van dit punt op een spanning van ongeveer +13 V en de negatieve aansluiting van de voeding staat op een spanning van -12 V ten opzichte van dit punt. Er wordt dus gebruik gemaakt van een soort eenvoudige spanningssplitser.
Uiteraard wordt de MASSA van de OPA met dit kunstmatige massapunt verbonden.
Ook de -IN ingang van de OPA gaat via de weerstand R2 naar dit punt. De OPA stelt zich nu helemaal in op dat kunstmatige massapunt, zodat ook op de OUT en op de +IN spanningen van +12 V ten opzichte van de "echte" massa gemeten kunnen worden.
De te behandelen signalen worden resistief gemengd via de weerstanden R1 en R17 en via de scheidingscondensator C1 aan de +IN van de OPA aangeboden. De OUT stuurt via de scheidingscondensator C4 de spreekspoel van de mechanische veer.

2.9 Universele OPA

Tussen de OUT en de -IN is een extra terugkoppelnetwerkje opgenomen. De onderdelen R3, C2, C3 en R4 passen de weergavekarakteristiek van de OPA aan aan de slechte eigenschappen van de veer. Het is namelijk zinloos frequenties van meer dan 4 kHz door een mechanische veer te voeren. De veer is te stijf en deze trillingen worden toch volledig in de veer gedempt. Bovendien is het noodzakelijk de spanningsversterking van de OPA op meer dan 10 in te stellen. Vandaar de potentiometer R3, waarmee men de versterking van de OPA aan de eigenschappen van de toegepaste veer kan aanpassen.

Het uitgangssignaal van de veer wordt eerst versterkt door middel van de operationele versterker IC1. De twee ingangen van deze schakeling gaan via de weerstanden R6 en R7 naar het kunstmatige massapunt. Ook hier wordt frequentie-afhankelijk tegengekoppeld (C5, C7) om de schakeling aan te passen aan de eigenschappen van het oppikspoeltje aan de secundaire kant van de veer. De versterking van deze schakeling is in te stellen met de potentiometer R8. Het versterkte en vertraagde signaal wordt via de potentiometer R9 aangeboden aan twee eenvoudige resistieve mengers. Deze mengen het vertraagde signaal weer met de twee originele linker en rechter signalen. De resistieve mengers bestaan uit de weerstanden R10, R11 (links) en R19, R20 (rechts).
Nadien volgen nog twee bufferversterkertjes rond de transistoren T1 en T2. Omdat de basissen van deze halfgeleiders op een gelijkspanning staan moeten de vier te mengen signalen via scheidingscondensatoren C9, C10, C13 en C14 worden aangevoerd.

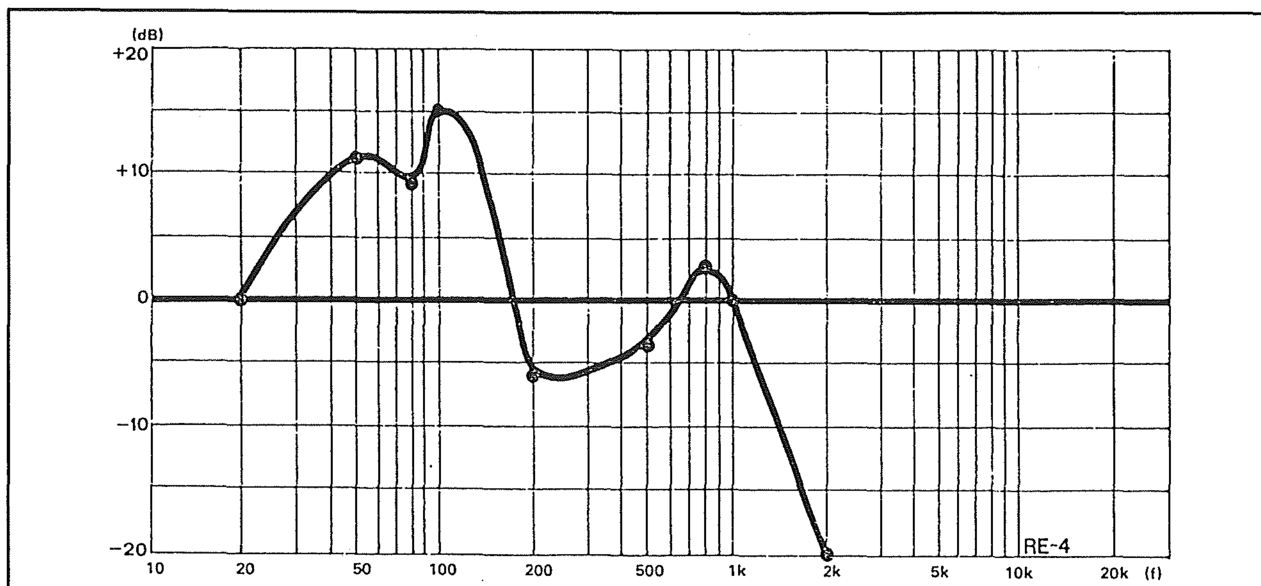
De signalen worden via RC-netwerkjes C11/R16 en C15/R24 van de collectors afgevoerd.

Epiloog
Het idee om, als toepassingsvoorbeeld, met de OPA een oude veernagalm te ontwerpen ontstond toen in het Vego-lab in een stoffige doos nog een aantal oude nagalmveren werd ontdekt.
Het is in dit kader interessant om de toegepaste veren even de revue te laten passeren. Tenslotte zullen er nog tal van veren een stoffig bestaan leiden en misschien, dank zij deze beschrijving, weer aan een tweede jeugd toekomen.

- **Monacor RE-21**
  - systeem:
    dubbele veer, 5,5 cm
  - vertragingstijd:
    0,015 s
  - nagalmtijd:
    1,5 s
  - ingangsimpedantie:
    15 Ω
  - uitgangsimpedantie:
    3 kΩ
  - frequentiekarakteristiek:
    figuur 4/2.9-13

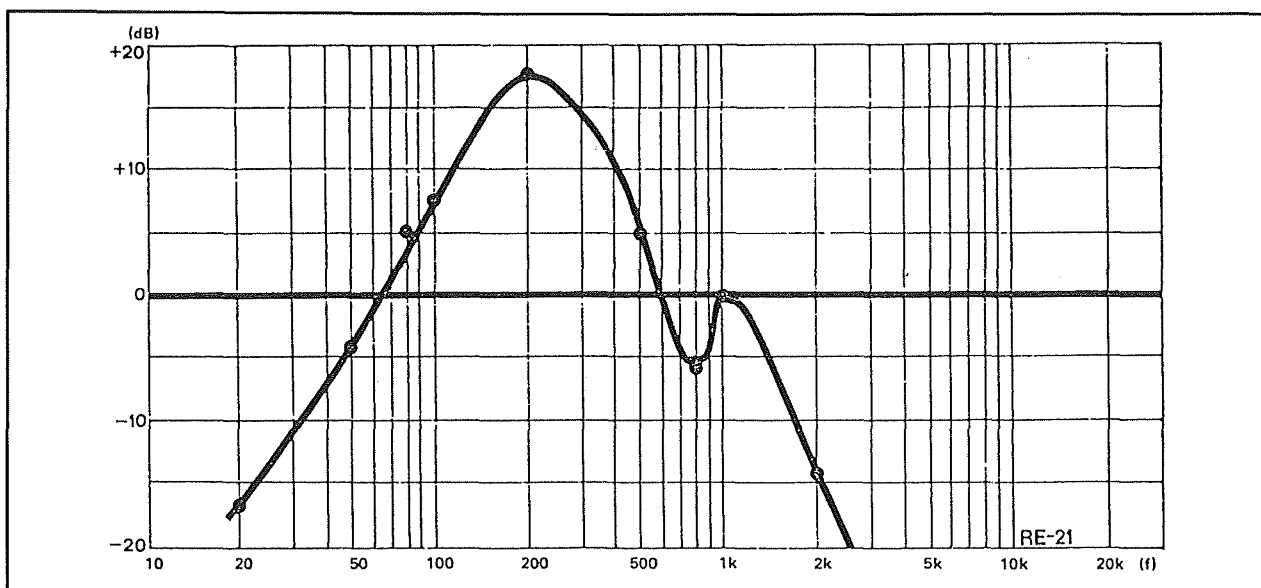
- **Monacor RE-4**
  - systeem:
    dubbele veer, 14,5 cm
  - vertragingstijd:
    0,025 s
  - nagalmtijd:
    2,5 s
  - ingangsimpedantie:
    15 Ω
  - uitgangsimpedantie:
    30 kΩ
  - frequentiekarakteristiek:
    figuur 4/2.9-14

2.9 Universele OPA



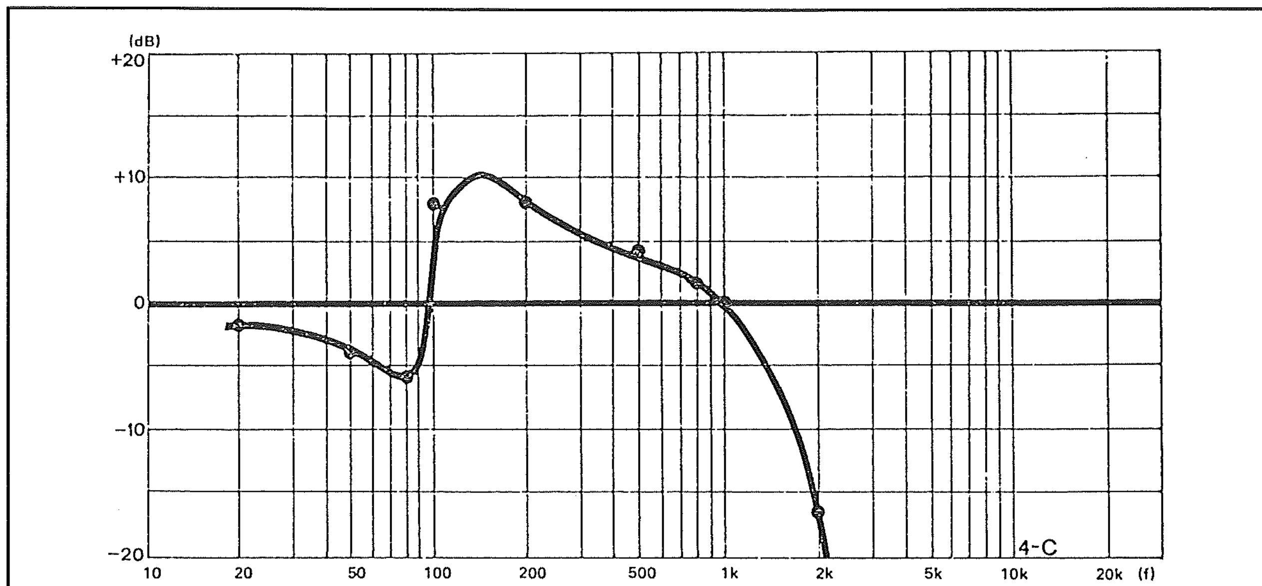
Figuur 4/2.9-13: Frequentiekarakteristiek van de RE-21 van Monacor.

- **Monacor RE-6**
  - systeem:
    enkele veer, 15,7 cm
  - vertragingstijd:
    0,03 s
  - nagalmtijd:
    2,5 s
  - ingangsimpedantie:
    15 Ω
  - uitgangsimpedantie:
    10 kΩ
  - frequentiekarakteristiek:
    figuur 4/2.9-15



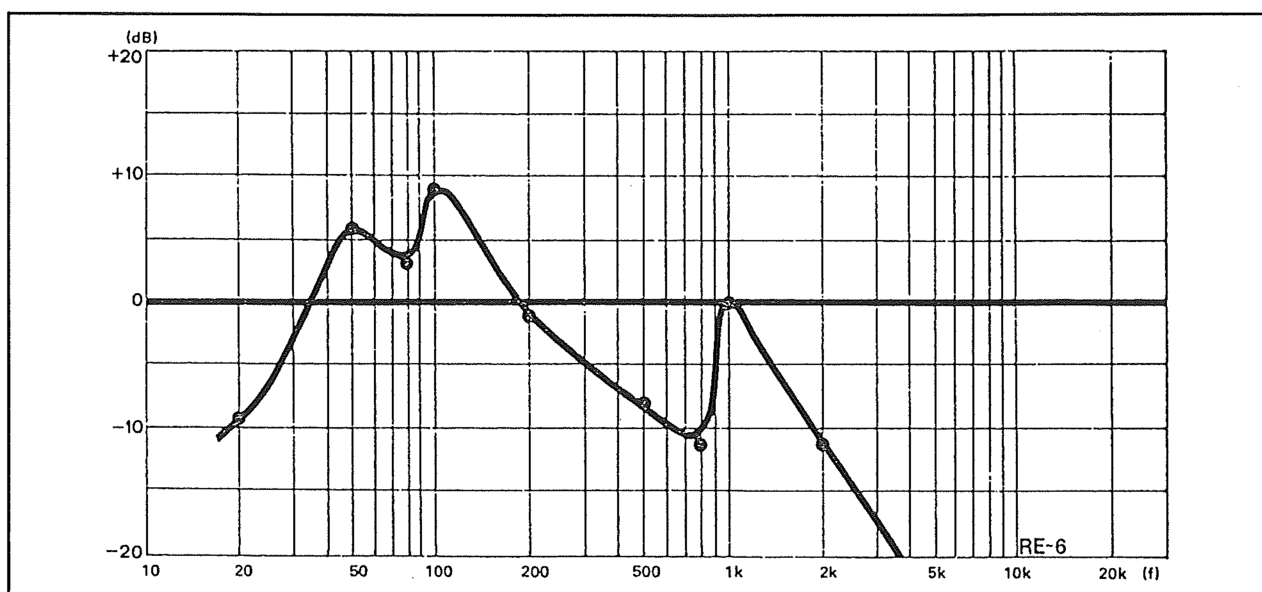
Figuur 4/2.9-14: Frequentiekarakteristiek van de RE-4 veer van Monacor.

2.9 Universele OPA



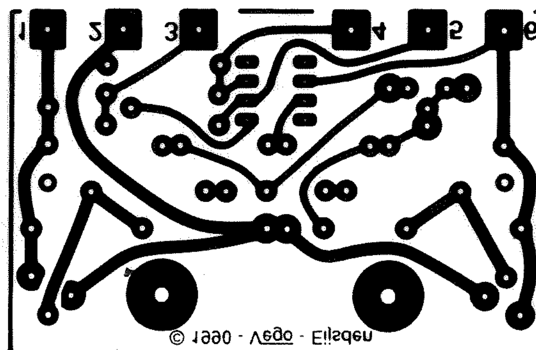
Figuur 4/2.9-15: Frequentiekarakteristiek van de RE-6 veer van Monacor.

- **Hammond 4-C**
  - systeem:
    dubbele veer, 36 cm
  - vertragingstijd:
    0,04 s
  - nagalmtijd:
    2 s
  - ingangsimpedantie:
    1,5 kΩ
  - uitgangsimpedantie:
    2,25 kΩ
  - frequentiekarakteristiek:
    figuur 4/2.9-16



Figuur 4/2.9-16: Frequentiekarakteristiek van de 4-C veer van het beroemde orgelmerk Hammond.

2.9 Universele OPA



Figuur 4/2.9-6: De print van de schakeling.

4/2.10

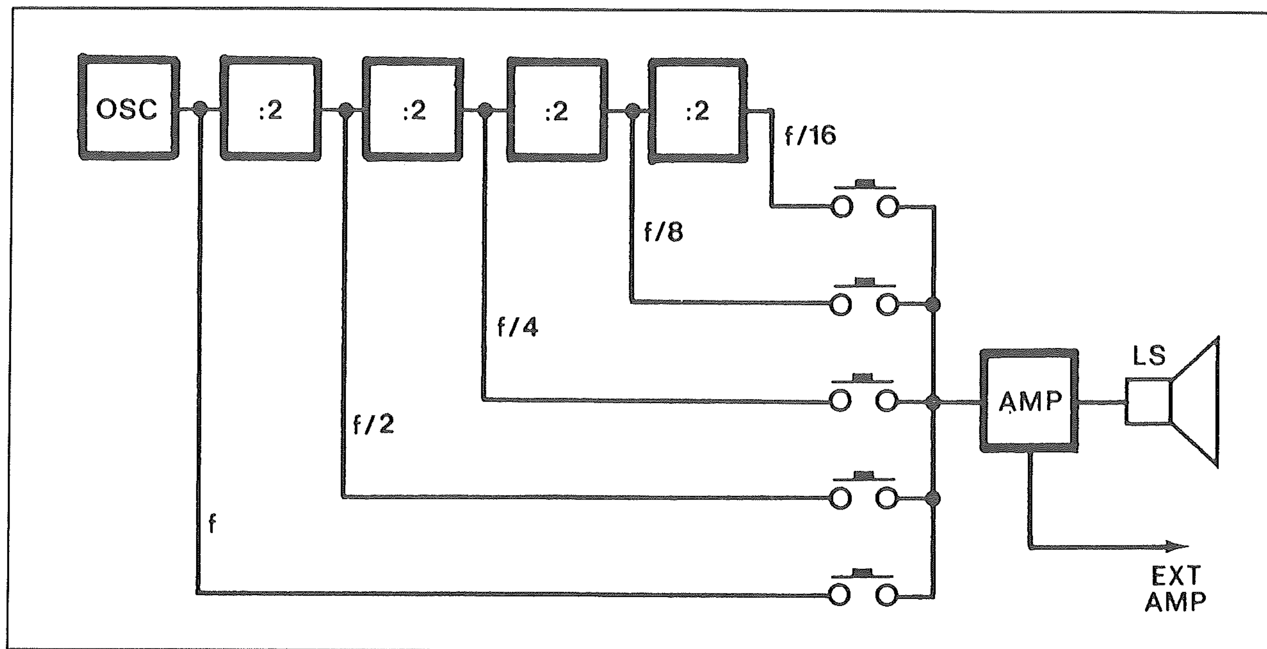
Miniatuur orgeltje met "strijkstok"

Inleiding
Orgeltjes zijn te kust en te keur in de elektronica bladen verschenen. Bovendien kan men tegenwoordig in ieder warenhuis voor een paar tientjes een mooi elektronisch orgeltje kopen. Toch heeft het in dit hoofdstuk beschreven orgeltje iets nieuws en iets zeer origineels, waardoor het de moeite waard is om er de soldeerbout voor op te warmen! De meeste orgeltjes worden bespeeld door het indrukken van toetsen of door het aanraken van tiptoetsen. Er staan dan maar hoogstens een twintigtal noten ter beschikking, omdat iedere toets een eigen dure drukschakelaar of tamelijk uitgebreide tiptoets elektronica nodig heeft. Bij dit orgel wordt gebruik gemaakt van een soort "snaar met strijkstok"-principe. De "snaar" bestaat uit de koolstof baan van een schuifpotentiometer, de "strijkstok" uit een testpen van een oude analoge universeelmeter. Door met de (afgeronde) punt van deze testpen over de koolbaan te strijken ontstaan de verschillende tonen op een glijdende toonladder. In principe is het bespelen van dit orgeltje dus te vergelijken met het bespelen van een viool.
Om het apparaat nog universeler te maken zijn vijf drukknopjes toegevoegd, waarmee men vijf verschillende oktaven kan selecteren.
Het apparaatje moet dus met twee handen bespeeld worden, waarbij een hand de strijkstok over de snaar beweegt en de tweede een of meerdere oktaafknopjes indrukt!

Iets over muziek
Muziek is, dat is algemeen bekend, samengesteld uit tonen of noten. Iedere noot heeft een eigen frequentie en deze frequenties hebben een welbepaalde onderlinge verhouding.
Bij dit orgel heeft men niets te maken met de juiste verhouding van deze frequenties, omdat het apparaat glijdend bespeeld wordt.
De noten zijn gegroepeerd in oktaven en wel per twaalf. Ieder oktaaf bevat dus 12 noten, op iedere piano of ieder orgel kan men deze 12 noten gemakkelijk terugvinden. In de muziek duidt men deze 12 noten niet aan met hun frequentie, maar met een lettercode. De laagste toon uit een oktaaf krijgt de code C of c, de hoogste de code B of b.
De volledige codering van één oktaaf bestaat uit:
c - cis - d - dis - e - f - fis - g - gis - a - ais - b.

Er bestaat een opmerkelijk verband tussen de frequenties van de gelijknamige noten uit naast elkaar gelegen oktaven. De frequentie van een toon uit een oktaaf is precies de helft van de frequentie van de toon uit het naast gelegen hoger oktaaf!

2.10 Miniatuur orgeltje met "strijkstok"



Figuur 4/2.10-1: Het blokschema van het orgeltje.

Het is uiteraard noodzakelijk een codering in te voeren waaruit de musicus weet in welk oktaaf een bepaalde noot ligt. Dat doet men door de lettercode aan te vullen met een cijfer, het oktaafcijfer.
De twee laagste oktaven worden aangeduid door de lettercode in hoofdletters te schijven en vooraf te laten gaan door het cijfer 1 of 2.
De noten uit de hoge oktaven worden aangeduid door de lettercode klein te schrijven en te laten volgen door de cijfers 1, 2, 3 en 4.
De codering van alle c-tonen uit de zeven naast elkaar gelegen oktaven is dus:
2C - 1C - c - c1 - c2 - c3 - c4.

Het "basis-oktaaf" c2 tot en met b2 heeft een frequentiebereik tussen 520 en 990 Hz.

Het blokschema van het orgeltje
Het blokschema van het orgeltje is getekend in figuur 4/2.10-1.

Hart van de schakeling is een eenvoudige oscillator OSC, waarvan de frequentie bepaald wordt door de plaats van de punt van de meetstift op de koolbaan van de schuifpotentiometer. Het zal duidelijk zijn dat deze oscillator zo wordt ontworpen dat zijn uitgangsfrequentie het hoogste oktaaf van het ontwerp genereert, dus c2 tot b2.
De uitgang van de oscillator is aangesloten op vier tweedelers. Deze zijn in cascade geschakeld, zodat iedere uitgang een signaal voert met een frequentie precies gelijk aan de helft van de ingangsfrequentie. Op deze manier kan men uit het ene oktaaf van de oscillator vier lagere oktaven afleiden.
Het orgeltje bestrijkt dus vijf oktaven, met frequenties van 32 tot 990 Hz, of in muziek terminologie: het orgel gaat van 1C tot b2!

De uitgangen van de oscillator en van de vier tweedelers gaan via drukschakelaars naar een eenvoudige eindversterker.

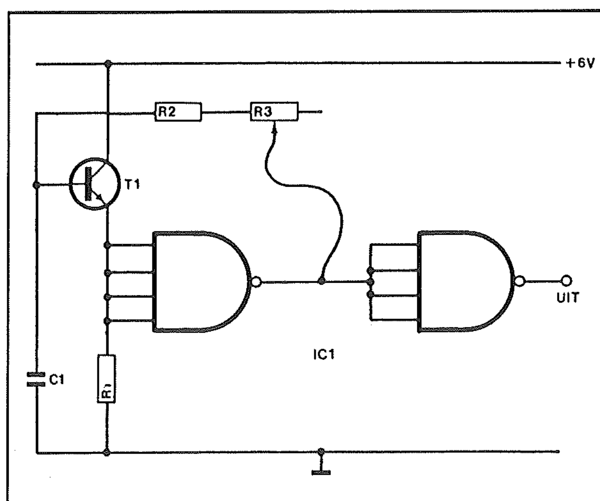
2.10 Miniatuur orgeltje met "strijkstok"

Door het indrukken van een of meerdere drukknoppen wordt één toontje of een combinatie van verschillende tonen hoorbaar gemaakt via een klein ingebouwd luidsprekertje. De versterker heeft ook nog een uitgang, waarop men een zwaardere eindversterker of de plaatselijke HiFi-installatie kan aansluiten.

Het spelen op dit originele orgeltje vereist best wel wat ervaring. Maar wie die ervaring eenmaal heeft opgedaan en wat muzikaal gevoel heeft, zal vaststellen dat het ontwerpje een zeer leuk hebbedingetje is, waarmee niet alleen de nabouwer vele uurtjes zal spelen, maar waar ook alle kinderen uit de buurt niet van weg te slagen zijn!

De oscillator

Het praktische schema van de oscillator is getekend in figuur 4/2.10-2.



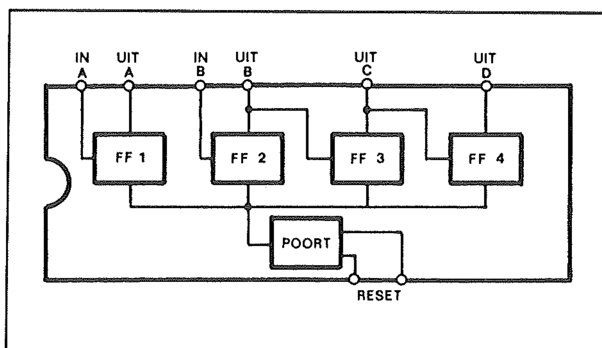
Figuur 4/2.10-2: Het schema van de oscillator.

De schakeling is samengesteld uit een Schmitt-trigger poort uit IC1 en een emittervolger aan de ingang van deze poort. De schakeling zal oscilleren doordat de poort inverterend werkt. Bij het inschakelen van de voedingsspanning is de condensator C1 ontladen. De spanning op de basis van de transistor is 0 V, dezelfde spanning wordt terug gevonden op de emitter. De vier parallel geschakelde ingangen van de poort zijn dus "L", met als gevolg dat de uitgang "H" wordt.
Er gaat nu een stroom vloeien van deze hoge uitgangsspanning naar de condensator.
De grootte van deze stroom is alleen afhankelijk van de waarde van de weerstanden R2 en R3. R3 is de koolstofbaan uit de schuifpotentiometer, die wordt bestreken met de meetpen die verbonden is met de uitgang van de poort. In feite wordt dus een potentiometer gevormd. De stroom heeft tot gevolg dat de condensatorspanning gaat stijgen. Deze stijging wordt teruggevonden op de emitter van de transistor en dus ook op de ingangen van de poort.
Op een bepaald moment overschrijdt deze spanning de bovenste drempel van de Schmitt-trigger. De poort klapt om, de uitgang wordt "L". De condensator gaat nu via de weerstanden weer ontladen naar dit lage uitgangsniveau. Na een bepaalde tijd wordt de spanning op de emitter van de transistor gelijk aan de onderste drempel van de Schmitt-trigger. De poort klapt weer om, de uitgang wordt "H" en de volgende periode van het uitgangssignaal wordt gegenereerd.

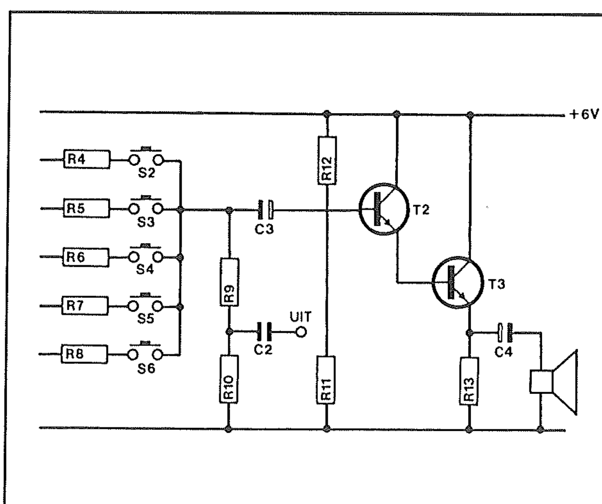
Op de uitgang van de poort ontstaat dus een blokgolf, waarvan de frequentie wordt bepaald door de waarde van de condensator C1 en door de waarde van de weerstanden R2 en R3.
De weerstand R2 is in serie met de koolbaan opgenomen om het bereik van de oscillator precies gelijk te maken aan één oktaaf.

2.10 Miniatuur orgeltje met "strijkstok"

De frequentiedelers
Over deze schakelingen valt weinig te vertellen. De vier delers zijn ondergebracht in één IC, waarvan het interne schema is getekend in figuur 4/2.10-3.



Figuur 4/2.10-3: De vier frequentiedelers zitten in één IC.



Figuur 4/2.10-4: Het schema van de eindversterker.

De uitgang A_{UIT} van de eerste flip-flop is niet intern verbonden met de ingang B_{IN} van de tweede. Deze verbinding moet dus extern worden aangebracht. De drie overige flip-flop's zijn wel intern gecascadeerd. De flip-flop's worden gereset uit de uitgang van een interne poort. Omdat er bij deze toepassing geen reset noodzakelijk is, moeten de beide reset-ingangen met de massa verbonden worden.

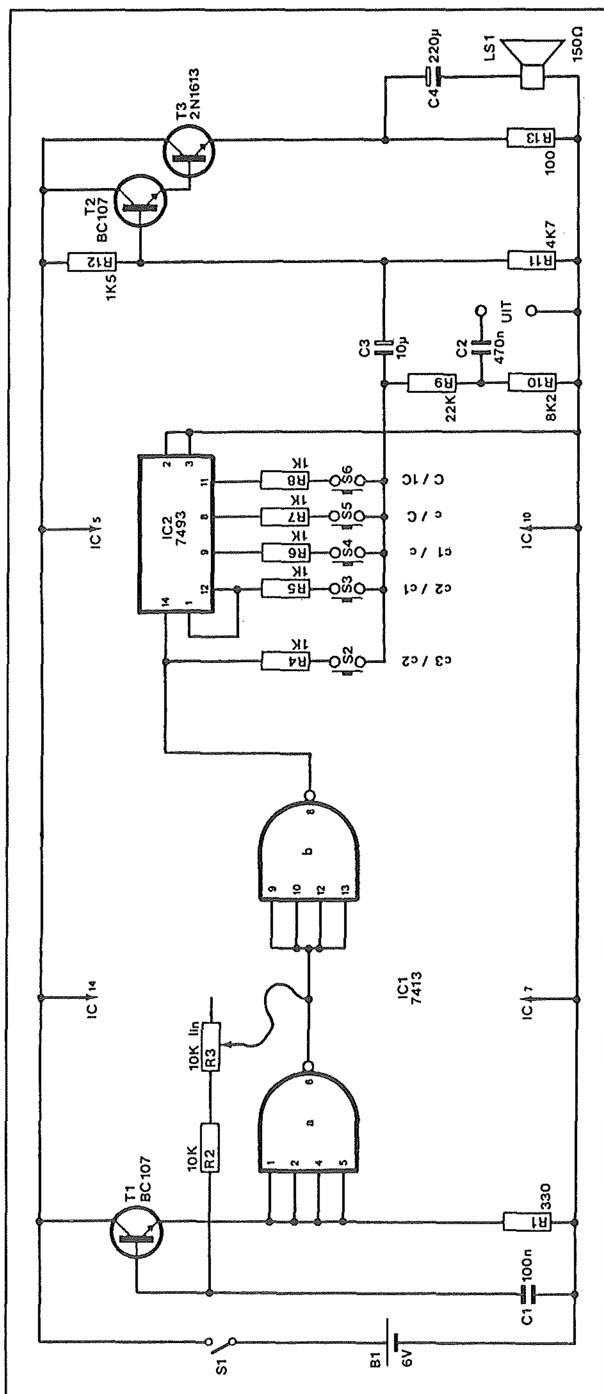
De eindversterker
Het praktische schema van de eindversterker is getekend in figuur 4/2.10-4.

De vijf signaalvoerende leidingen worden via mengweerstanden R4 tot en met R8 aan de vijf drukknopjes aangeboden. De tweede contacten van deze schakelaars zijn parallel geschakeld en gaan naar de ingang van de versterker.
Deze versterker is volledig pretentieloos. Twee transistoren T2 en T3 zijn als darlington geschakeld en sturen een luidsprekertje met een impedantie van 150 Ω. De darlington wordt ingesteld met de spanningsdeler in de basis van T2 (R11 en R12).
Er loopt dus een ruststroom door beide transistoren die ervoor zorgt dat in rust, dus zonder ingedrukte drukknoppen, er ongeveer de helft van de voedingsspanning over de emitterweerstand R13 staat.
De scheidingscondensator C4 moet ervoor zorgen dat deze instelling niet door de impedantie van de luidspreker in de war wordt geschopt.
De luidspreker krijgt blokspanningen te verwerken en geen zuivere sinustonen. Dat heeft als voordeel dat het geluid dat het orgeltje produceert zeer rijk is aan hogere harmonischen, hetgeen een vollere toon tot gevolg heeft.

De ingang van de versterker wordt afgesloten met een spanningsdeler R9/R10. Op het knooppunt staat een wisselspanning van ongeveer 300 mV en dit signaal kan gebruikt worden voor het sturen van een externe versterker.

2.10 Miniatuur orgeltje met "strijkstok"

Het volledige schema
Het volledige schema van het orgeltje is getekend in figuur 4/2.10-5.



Figuur 4/2.10-5: Het volledige schema van het orgeltje.

De schakeling kan gevoed worden uit 6 V batterijspanning, bijvoorbeeld door vier elementen van 1,5 V in serie te schakelen.

Onderdelenlijst

Weerstanden, 1/4 W:

R1	=	330	Ω
R2	=	10	kΩ
R3	=	zie tekst	
R4,R5,R6, R7,R8	=	1	kΩ
R9	=	22	kΩ
R10	=	8,2	kΩ
R11	=	4,7	kΩ
R12	=	1,5	kΩ
R13	=	100	Ω

Condensatoren:

C1	=	100	nF	MKH
C2	=	470	nF	MKH
C3	=	10	μF	12 V
C4	=	220	μF	12 V

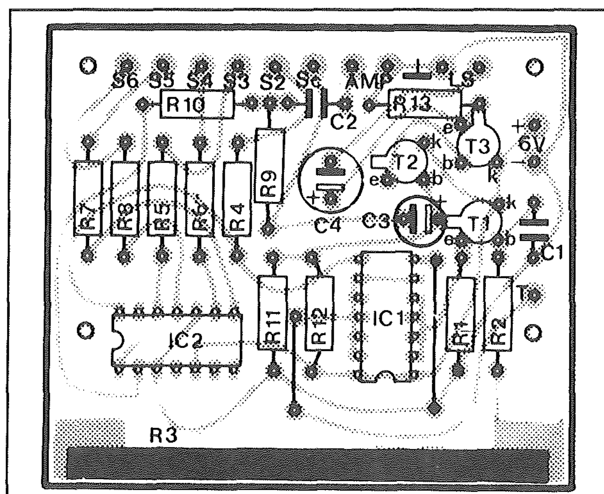
Halfgeleiders:

T1,T2	=	BC107
T3	=	2N1613
IC1	=	SN7413
IC2	=	SN7493

Diversen:
2 x 14-polig IC-voetje
1 x miniatuur AAN/UIT schakelaar
5 x miniatuur drukschakelaar
1 x 150 Ω luidspreker
13 x printsoldeerlipje
1 x DIN chassisdeel, 5-polig
1 x meetpen met afgeronde punt
4 x 1,5 V staafcel

De bouw van de schakeling
De print voor het orgeltje is getekend in figuur 4/2.10-6 op de transparante print-pagina.

2.10 Miniatuur orgeltje met "strijkstok"

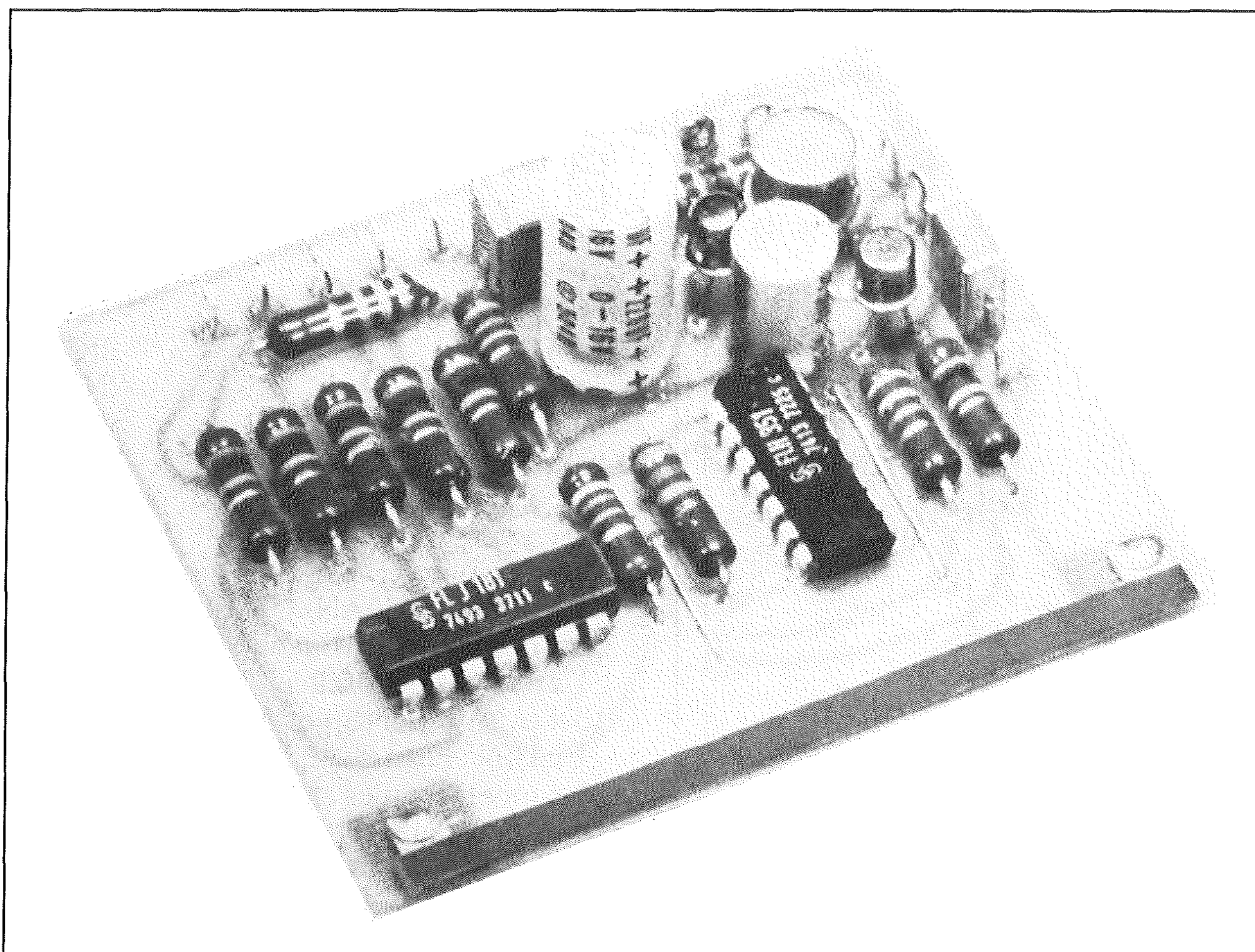


Figuur 4/2.10-7: De componentenopstelling van de print.

De onderdelenopstelling is samengevat in figuur 4/2.10-7.

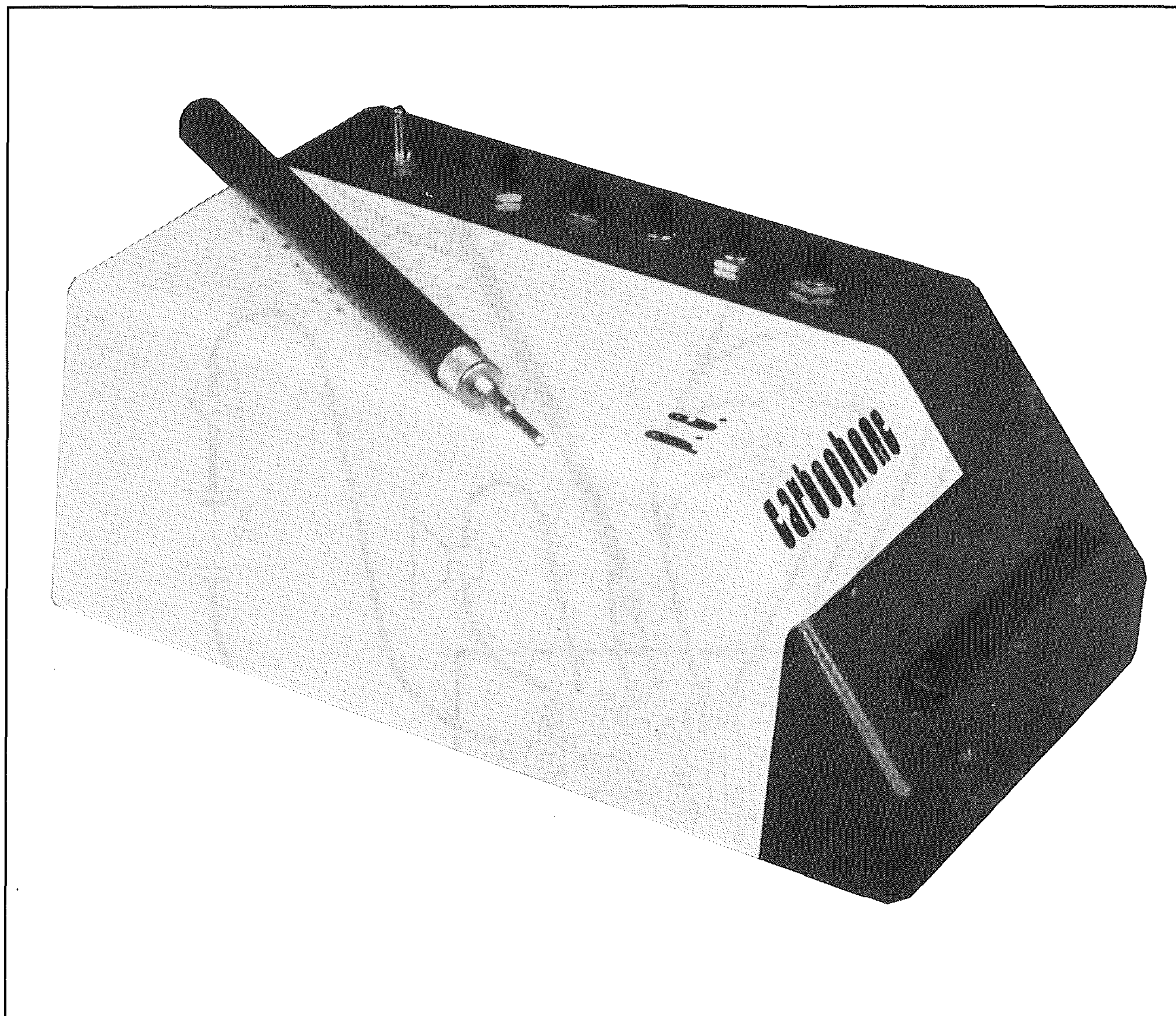
Maar eerst moet men de weerstand R3 maken.

Daarvoor heeft men een lineaire schuifpotentiometer van 10 kΩ nodig, bijvoorbeeld van Preh. De twee helften van de kunststofbehuizing worden voorzichtig uit elkaar gehaald. Men ziet nu de ongeveer 65 mm lange koolstofbaan liggen, die voorzichtig uit de potentiometer wordt verwijderd.



Figuur 4/2.10-8: De volledig gemonteerde print, duidelijk herkenbaar is de koolstof baan op de onderste rand van de print.

2.10 Miniatuur orgeltje met "strijkstok"



Figuur 4/2.10-9: De elektronica kan tot een attractief geheel worden samengebouwd!

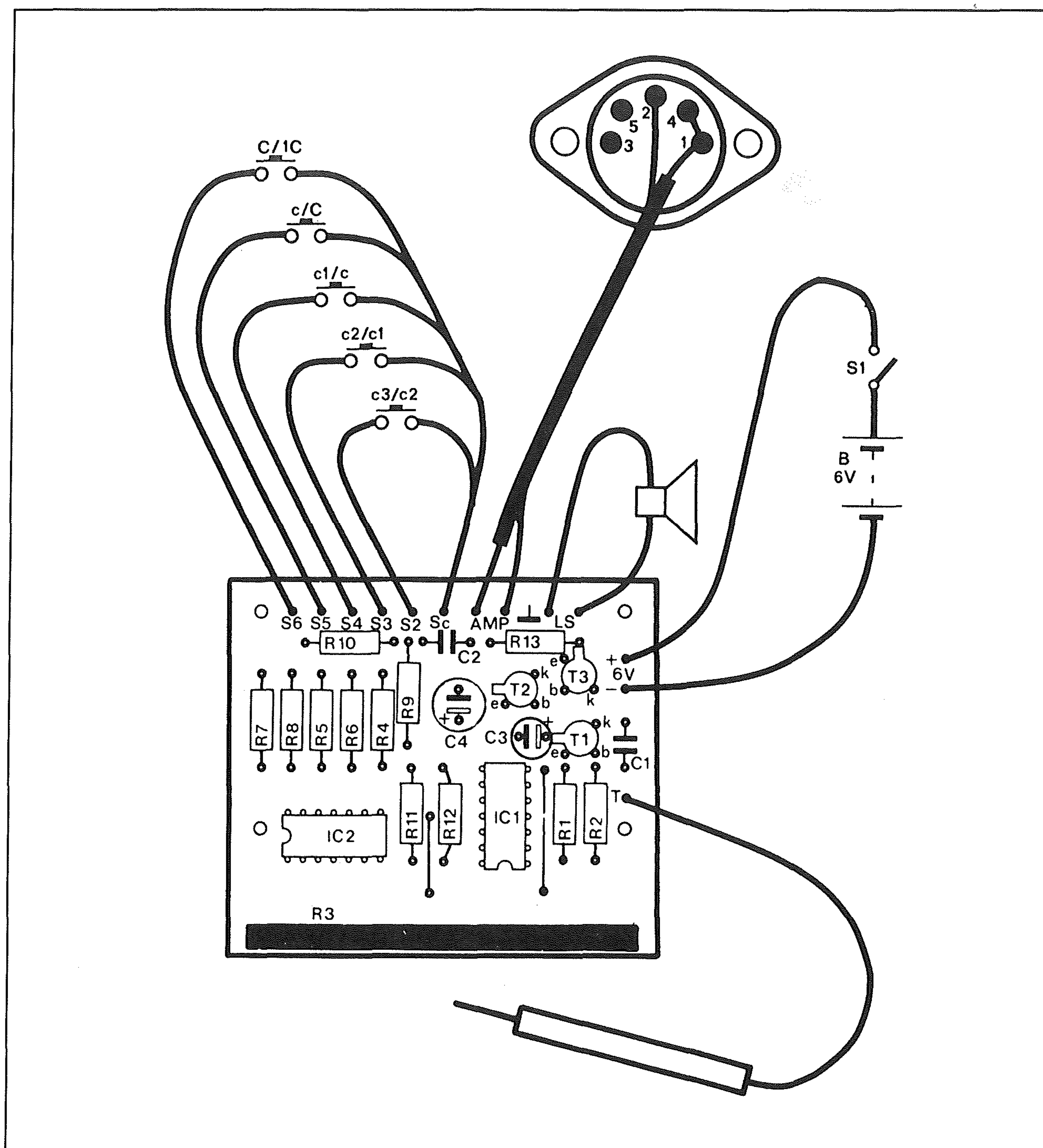
Aan beide uiteinden zitten kleine metalen lipjes en via deze lipjes kan de koolbaan op de rand van de print worden bevestigd. Voor de rest zal het monteren van de print nageen onoverkomelijke problemen opleveren. Let op de twee draadbruggetjes rond IC1!

De foto van figuur 4/2.10-8 geeft een impressie van de volledig gemonteerde print.

Het ontwerpje moet uiteraard in een kastje worden ondergebracht.
Hoe dat moet wordt overgelaten aan de inventiviteit en de verbeelding van de nabouwer.
In figuur 4/2.10-9 is een voorbeeld gegeven hoe het zou kunnen!

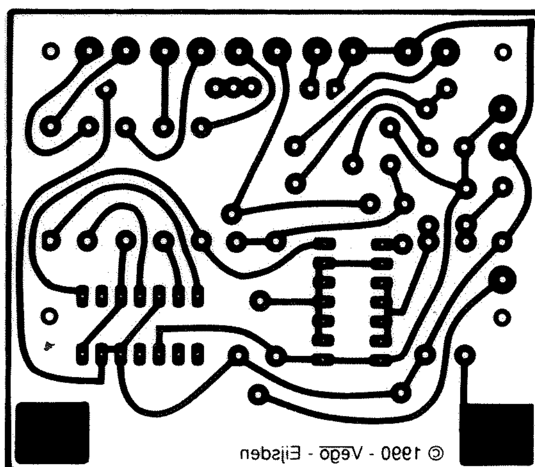
Hoe alle onderdelen van het orgeltje tot een werkend geheel aan elkaar gekoppeld worden is geschetst in figuur 4/2.10-10.

2.10 Miniatuur orgeltje met "strijkstok"



Figuur 4/2.10-10: De bedrading tussen de print en de externe componenten.

2.10 Miniatuur orgeltje met "strijkstok"



Figuur 4/2.10-6: De print van de schakeling.

4/2.11

Automatische volumeregelaar met lage vervorming

Inleiding

Automatische volumeregelaars zijn in de moderne audio-elektronica wijd verbreid. De meeste cassette recorders bevatten een dergelijke schakeling en ook in iedere videorecorder wordt het gemiddelde niveau van het geluid geregeld.
Deze schakelingen zorgen ervoor dat het zeer in amplitude wisselend ingangssignaal een beetje "gemiddeld" wordt, zodat aan de uitgang een vrij constant blijvend niveau ontstaat. Kleine ingangssignalen worden dus versterkt, grote ingangssignalen worden verzwakt.
Toch bevatten de meeste apparaten niet meer dan een uiterst primitief systeem, dat in feite niets meer doet dan ervoor zorgen dat de band niet overstuurd wordt. Bovendien is de vervorming die dergelijke systemen introduceren aan de hoge kant. Vervormingspercentages van 1 % zijn meer regel dan uitzondering!

De in dit hoofdstuk beschreven schakeling voldoet aan de allerhoogste kwaliteitseisen. Zo ligt de gemiddelde vervorming lager dan 0,02 % en bedraagt het maximale regelbereik meer dan 50 dB.

Toepassingen

Het apparaatje is uitstekend geschikt voor het automatisch inregelen van het signaal van een microfoon, maar kan bijvoorbeeld ook toegepast worden in disco-installaties om het maximale uitgangsvermogen van de eindversterkers binnen de door de Gemeente vastgestelde normen te houden.
Past men de schakeling toe bij een microfoon, dan zal de elektronica er voor zorgen dat het gemiddelde uitgangsniveau constant blijft, waardoor het vervelende en moeizame inregelen van de installatie op het soort spreker en de manier van spreken achterwege kan blijven.
Vooral in vergaderruimten, waar diverse microfoons worden gebruikt die via een mengpaneel een eindversterker sturen, zal men veel plezier van deze schakeling kunnen hebben.

Technische specificaties

De technische specificaties van de beschreven schakeling kunnen als volgt worden samengevat:
- frequentiebereik:
  16 Hz tot 40 kHz bij -3 dB
  20 Hz tot 30 kHz bij -1 dB
- vervorming:
  typisch 0,02 %;
  in ieder geval lager dan 0,05 %
- gemiddelde ingangsspanning:
  0,775 $V_{effectief}$
- maximale ingangsspanning:
  2,5 $V_{effectief}$
  7,0 $V_{top\text{-}tot\text{-}top}$
- minimale ingangsspanning:
  8 $mV_{effectief}$

2.11 Automatische volumeregelaar met lage vervorming

- gemiddelde uitgangsspanning:
  775 $mV_{effectief}$
- signaal/ruis-afstand:
  56 dB typisch
- regelbereik:
  +10 dB tot -40 dB maximaal
  eventueel op een kleinere waarde in te stellen
- regelsysteem:
  dubbel, traag voor langzaam variërende ingangsniveaus, snel voor piekvormige oversturingen

De regelkarakteristieken
Hoewel het zuiver elektronisch bekeken niet moeilijk is om een schakeling te ontwerpen die werkt met automatische versterkingsregeling, is het niet zo gemakkelijk om een dergelijke schakeling ook nog eens praktisch bruikbaar te maken voor het doel waar het bij deze toepassing om gaat. Dat komt doordat er nogal tegengestelde eisen aan de elektronica worden gesteld. Het vervullen van deze eisen heeft alles te maken met de regelkarakteristieken die men aan de schakeling toekent.
Een AVR wordt gekarakteriseerd door drie regelkarakteristieken:
- de inregelkarakteristiek in functie van de tijd;
- de uitregelkarakteristiek in functie van de tijd;
- het dynamische bereik.

Op de eerste plaats is het de bedoeling dat korte, sterke oversturingen, bijvoorbeeld veroorzaakt door het stoten tegen een microfoon, zeer snel worden weg geregeld. Komt dus plotseling een zeer sterk ingangssignaal binnen, dan moet de schakeling zeer snel de eigen versterking terug regelen, zodat de oversturing niet doordringt tot de uitgang van de schakeling. De inregelkarakteristiek in functie de tijd moet dus snel werken. Na het wegvallen van de stoorpuls moet de schakeling de versterking weer even snel naar het normale niveau herstellen. Ook de uitregelkarakteristiek in functie van de tijd moet dus snel werken.

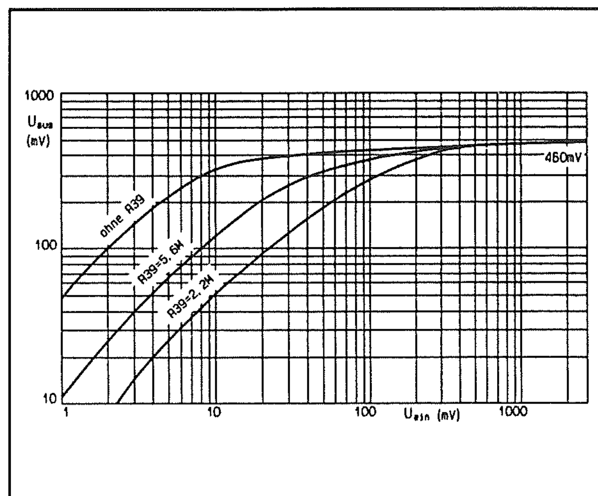
Maar een dergelijke snelle karakteristiek is volstrekt onbruikbaar voor normaal spraakgebruik. In normale spraak zitten nu eenmaal zachte en sterke passages en de verdeling daarvan over een uitgesproken zin heeft veel te maken met de emotionele waarde die men in de uitgesproken zin wil leggen. Zou men steeds met een snelle regelkarakteristiek werken, dan zouden de nuances in de spraak volledig verloren gaan en zou de schakeling de spraak vervormen tot een uiterst monotone boodschap. In dit geval moet men dus werken met een regelkarakteristiek die een tijdconstante van meerdere seconden heeft.

Deze twee tegengestelde eisen worden in dit ontwerp verzoend door gebruik te maken van twee afzonderlijke regelingen. De ene, de anti-clipping regeling, werkt zeer snel en is bedoeld voor het onderdrukken van korte stoorpulsen. De tweede werkt met een tijdconstante van twee tot drie seconde en is bedoeld voor het opvangen van effecten zoals het niet handhaven van een constante afstand tussen de mond en de microfoon. Iets waar zeker onervaren microfoonsprekers veel last van hebben!
Maar zelfs dan moet men een onderscheid maken tussen de inregel tijdconstante en de uitregel tijdconstante. Een spreker zal af en toe adem moeten halen. In deze pauses zal de schakeling de versterking opvoeren. Er is immers geen ingangssignaal en de AVR stelt zichzelf in op maximale versterking. Gaat de spreker

2.11 Automatische volumeregelaar met lage vervorming

dan weer spreken, dan zouden de eerste woorden volledig overstuurd worden, omdat de schakeling immers staat ingesteld op maximale versterking. Vandaar dat de inregel tijdconstante steeds veel kleiner moet zijn dan de uitregel tijdconstante. Overigens kan men met de beschreven schakeling op een heel eenvoudige manier experimenteren met de waarden van deze tijdconstanten. Deze worden namelijk volledig bepaald door de waarde van drie condensatoren.

Maar er is nog een tweede regelkarakteristiek die een belangrijke rol speelt. Dat is het dynamische bereik van de regeling. In principe is de beschreven schakeling in staat een bereik van 50 dB te regelen. Hetgeen betekent dat zelfs het zachtste gefluister in een microfoon versterkt wordt tot het goed hoorbaar is en het sterkste gebrul verzwakt wordt tot ongeveer hetzelfde niveau. Maar een zo groot dynamisch bereik heeft tot gevolg dat de versterking van de schakeling, als er geen ingangssignaal aanwezig is, op een zeer hoge waarde wordt ingesteld. Wat dan versterkt wordt is alleen brom en ruis! Dat kan in de praktijk zeer storend werken. Nu kan men de in dit hoofdstuk beschreven schakeling niet beschuldigen van het genereren van brom en ruis. De brom en ruis ontstaan meestal in de microfoon zélf, in de microfoon voorversterker of in de kabels.
Vandaar dat het beter is het dynamische bereik van een automatische volumeregeling wat te beperken. In de praktijk voldoet vaak een waarde van 20 dB. In deze schakeling kan men het dynamische bereik op een heel eenvoudige manier aan de praktijk aanpassen. Het volstaat namelijk de waarde van één weerstandje te veranderen.



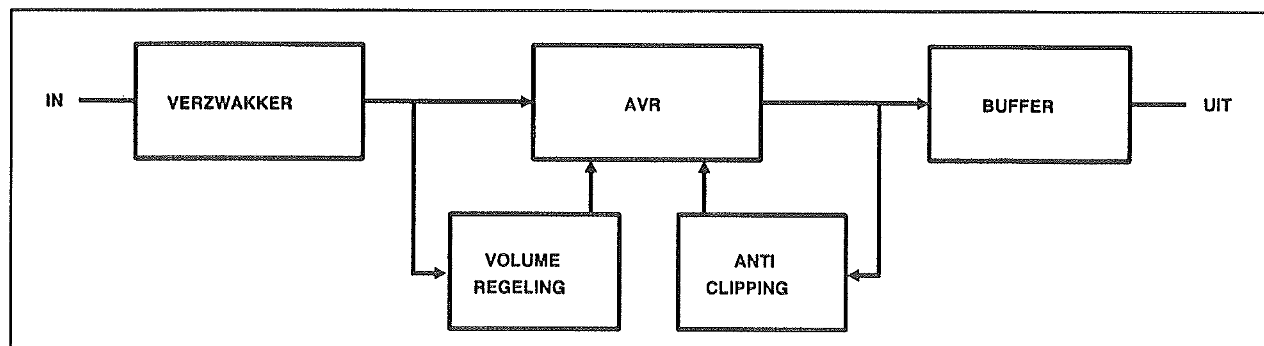
Figuur 4/2.11-1: Het dynamische bereik van de schakeling kan ingesteld worden door middel van een weerstand.

In figuur 4/2.11-1 is het verband tussen de in- en de uitgangsspanning getekend voor verschillende waarden van deze weerstand R39.

Beperkingen van een automatische volumeregelaar
Een automatische volumeregelaar is een zeer handig apparaat voor bepaalde toepassingen. De twee voornaamste toepassingen zijn reeds genoemd, maar worden toch nog eens herhaald:
- het afsluiten van een microfoon, die uitsluitend gebruikt wordt voor spraak;
- het afregelen van het maximale vermogen dat een geluidsinstallatie kan produceren op de plaatselijk toegestane waarde.

Er zijn echter zaken, waarvoor een automatische volumeregelaar absoluut niet bruikbaar is. Voert men klassieke muziek door een systeem waarin zo'n schakeling aanwezig is, dan zal er van de grote dynamiek, een belangrijke eigenschap van klassieke muziek, niet erg veel overblijven.

2.11 Automatische volumeregelaar met lage vervorming



Figuur 4/2.11-2: Het blokschema van de schakeling.

Pianissimo-fragmenten worden immers versterkt, fortamento-fragmenten verzwakt. Hetgeen zeer duidelijk niet de bedoeling van de componist is geweest!

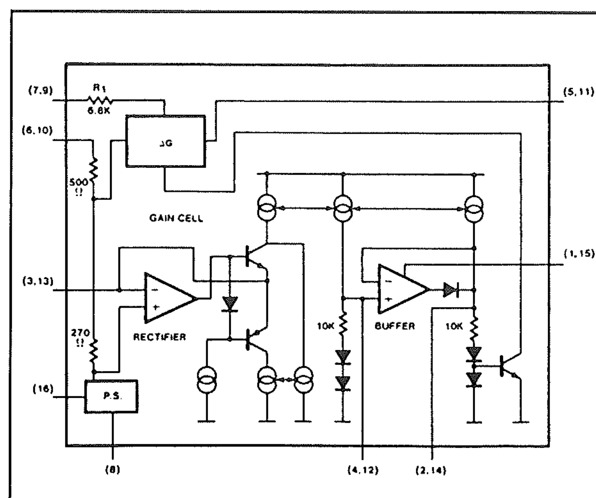
Het blokschema van de schakeling

Het blokschema van de schakeling is getekend in figuur 4/2.11-2.

Het ingangssignaal wordt aangeboden aan een verzwakker. Deze schakeling zorgt er voor dat de AVR-schakeling niet overstuurd kan worden aan de ingang. Het uitgangssignaal van de verzwakker gaat naar de AVR. Dat is een versterkertrap, waarvan de versterkingsfactor geregeld kan worden. Er zijn twee elementen opgenomen die de mate van versterking regelen. Op de eerst plaats de "Anti-clipping"-schakeling. Deze controleert de uitgangsspanning van de AVR. Wordt deze overstuurd, dan regelt dit element de versterkingsfactor van de AVR onmiddellijk terug tot er van oversturing geen sprake meer is. Deze regeling werkt dus uiterst snel, zowel bij het in- als bij het uitregelen.

Op de tweede plaats is de "Volumeregeling" aangebracht. Deze wordt gestuurd door het uitgangssignaal van de verzwakker. Aan de hand van het verloop van de amplitude van dit signaal bepaalt dit element in hoeverre de versterkingsfactor van de AVR aangepast moet worden om een constant gemiddeld uitgangsniveau te verkrijgen. In dit element zijn de twee tijdconstanten opgenomen, die de in- en de uitregelkarakteristieken van het systeem bepalen.

De uitgangsspanning van de AVR gaat naar een uitgangsbuffer, die de bewerkte uitgangsspanning aan de daarop volgende schakeling(en) aanbiedt.



Figuur 4/2.11-3: Het interne blokschema van de NE 572.

Het regelelement

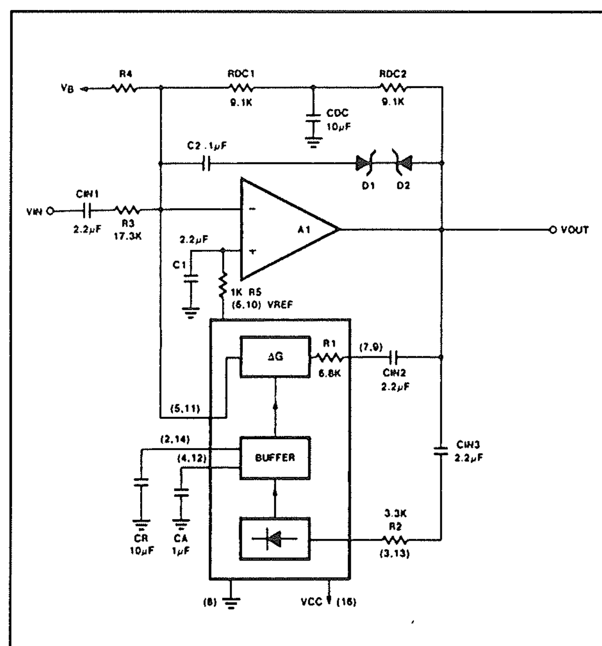
De kwaliteit van een automatische volumeregeling hangt in hoge mate af van de kwaliteit van het toegepaste regelelement. In deze schakeling wordt daarvoor

2.11 Automatische volumeregelaar met lage vervorming

een IC van Philips gebruikt, de NE 572. Dit IC is ontwikkeld voor toepassingen in kwalitatief hoogwaardig studio-apparatuur. Maar waarom zou de doe-het-zelver er geen gebruik van kunnen maken?

De NE 572 is een zogenoemde "Programmable Analog Compandor". Het interne blokschema van dit IC is getekend in figuur 4/2.11-3. Met een dergelijke schakeling kan men op een tamelijk eenvoudige manier compressors en expanders samenstellen. Het IC bevat op de eerste plaats een volle periode gelijkrichter. Deze schakeling wordt gestuurd met het wisselspanningssignaal dat gecomprimeerd of geëxpandeerd moet worden en bepaalt de gemiddelde gelijkspanningswaarde van het signaal. De gelijkrichter wordt afgesloten met een buffer. Op deze buffer kan men twee condensatoren aansluiten, die de in- en uitregelkarakterisieken van de regeling definiëren. De buffer stuurt een lineaire, nauwkeurige en temperatuurgecompenseerde zogenoemde "variable gain cel". De impedantie van deze cel is afhankelijk van de gelijkspanning waarmee zij wordt gestuurd. Met kan deze cel in de terugkoppeling van een operationele versterker opnemen. Afhankelijk van de manier waarop deze terugkoppeling wordt ontworpen zal de versterkingsfactor van de operationele versterker toenemen of afnemen in functie van de grootte van de wisselspanning die men aan de ingang van de gelijkrichter aanlegt.

In een automatische volumeregelaar moet de NE 572 uiteraard werken als compressor. Het basisschema van een compressor met dit IC is getekend in figuur 4/2.11-4. Duidelijk blijkt uit deze figuur hoe de "variable gain cel" wordt opgenomen in de terugkoppeling van de operationele versterker. De gelijkrichter wordt gestuurd uit de uitgang van de op-amp. Naarmate de uitgangsspanning toeneemt zal de cel steeds meer gestuurd worden. Het gevolg is dat de versterkingsfactor van de operationele versterker gaat dalen en de uitgangsspanning van de schakeling afneemt.



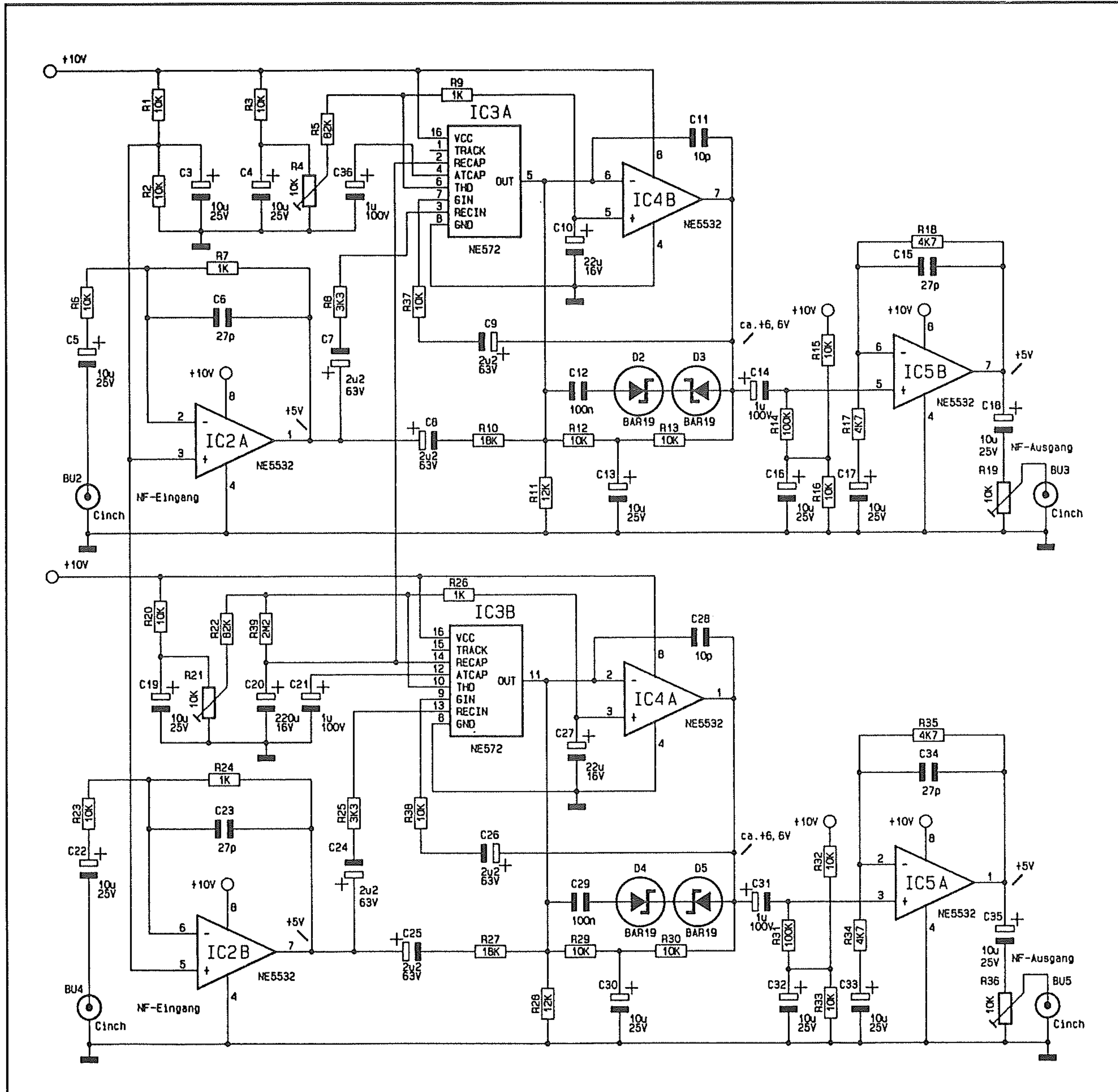
Figuur 4/2.11-4: Het basisschema van een compressor met een NE 572.

Het praktische schema

Het praktische schema van de automatische volumeregeling is getekend in figuur 4/2.11-5. De schakeling is voor stereo uitgevoerd en bestaat dus uit twee identieke delen. Alleen het onderste deel wordt besproken.

Het ingangssignaal wordt via de scheidingscondensator C22 aangeboden aan de ingang van de eerste verzwakkertrap. Dat is een operationele versterker IC2B, geschakeld als inverterende versterker.

2.11 Automatische volumeregelaar met lage vervorming



Figuur 4/2.11-5: De schakeling van de automatische volumeregelaar.

De niet-inverterende ingang (pen 5) wordt via de spanningsdeler R1/R2 (boven in het schema) ingesteld op de helft van de voedingsspanning. De inverterende ingang (pen 6) is aangesloten op de terugkoppeling tussen de uitgang en tussen de ingang.
Deze terugkoppeling bestaat uit de weerstanden R23 en R24 en deze leggen de verzwakking van de trap vast op 20 dB. De condensator C23 is toegevoegd om de schakeling op hoogfrequent gebied te stabiliseren.

De uitgang van de verzwakker gaat naar twee blokken. Enerzijds gaat het signaal via de condensator C25 en de weerstand R27 naar de ingang van de AVR-trap

2.11 Automatische volumeregelaar met lage vervorming

IC4A. Het signaal wordt aangeboden aan de inverterende ingang op pen 2. Anderzijds gaat het uitgangssignaal van de verzwakker via de condensator C24 en de weerstand R25 naar de "RECIN"-ingang van het regelelement IC3B.

De AVR is uitgerust met een nogal ingewikkeld terugkoppel netwerk. Dit bestaat uit drie delen.
Het eerste deel van de terugkoppeling is een vaste terugkoppeling en legt de basisversterking van de AVR vast. Deze terugkoppeling bestaat uit de weerstanden R29 en R30 en de condensator C30. Deze onderdelen koppelen terug van de uitgang van IC3B naar de inverterende ingang. De schakeling werkt dus (maar dat was al duidelijk) als inverterende trap.
De vaste terugkoppeling wordt aangevuld met de kleine condensator C28 die wordt gebruikt voor het onderdrukken van oscilleer-neigingen.
Het tweede deel van de terugkoppeling is opgebouwd uit de Schottky-dioden D4 en D5 en de condensator C29. Deze verzorgen de "Anti-clipping". Als de uitgangsspanning van IC4A niet overstuurd wordt zullen de dioden sperren en zij spelen dan geen rol in de terugkoppeling. Wordt echter de versterker positief of negatief overstuurd, dan zullen de snelle Schottkydioden onmiddellijk gaan geleiden. De uitgang van IC4A wordt dan als het ware rechtstreeks doorverbonden met de inverterende ingang, waardoor het IC als buffer wordt geschakeld en de versterking tot 0 dB gereduceerd word. De oversturing wordt dus opgeheven. Uiteraard is dit een dynamisch proces, waarbij de Schottky-dioden steeds net zover in geleiding worden gestuurd dat er van oversturing van de uitgang geen sprake is. Het zal ook wel duidelijk zijn dat deze regeling een zeer kleine responstijd heeft. Op het moment dat de oorzaak van de verstoring wegvalt, valt ook deze regeling weg. Opgemerkt moet worden dat men in deze regeling uitsluitend Schottky-dioden kan gebruiken. Het vervangen van deze onderdelen door ordinaire Si- of Ge-dioden heeft geen enkele zin!

De derde terugkoppeltrap bestaat in feite uit IC3B. De uitgang van de AVR-schakeling gaat via de condensator C26 en de weerstand R38 naar de "GIN"-pen van de NE572. De "OUT"-pen van de NE572 gaat naar de inverterende ingang van de AVR-schakeling.
De NE572 werkt in deze schakeling als een regelbare weerstand, waarvan de waarde wordt bepaald dor de amplitude van de wisselspanning die op de "RECIN"-pen wordt aangeboden.
Op deze manier houdt de schakeling het niveau op de ingang constant in de gaten en past de versterkingsfactor van IC3B aan. Maar uiteraard gaat dit aan de hand van de ingestelde regelkarakteristieken van de NE572.

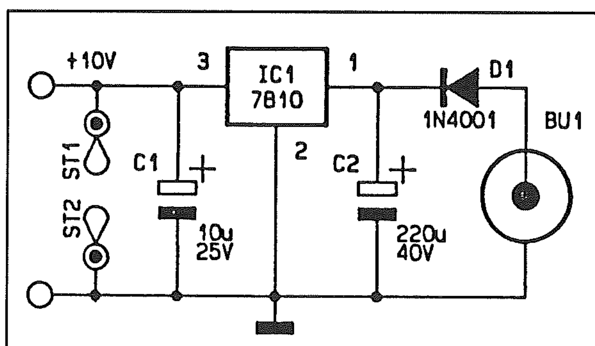
Tot slot de uitgangsbuffer. Het door IC4A verwerkte ingangssignaal gaat via de condensator C31 naar de niet-inverterende ingang van de uitgangsbuffer IC5A. Deze ingang wordt door middel van de spanningsdeler R32/R33 ingesteld op de helft van de voedingsspanning. Deze instelspanning wordt ontkoppeld door de condensator C32 en gaat via de weerstand R31 naar de ingang. Op dat punt wordt deze instelspanning gemengd met de signaalspanning die via de condensator C31 wordt aangevoerd. De rest van de schakeling is traditioneel. De versterkingsfactor wordt ingesteld door een terugkoppeling van de uitgang naar de inverterende in-

gang. De versterking wordt bepaald door de verhouding tussen de weerstanden R34 en R35. Omdat de schakeling wordt ingesteld op de helft van de voedingsspanning moet in deze terugkoppeling een serie-condensator aanwezig zijn, die belet dat de instelspanning kan afvloeien naar de massa. Deze functie wordt vervuld door de condensator C33.
De uitgangsspanning van de buffer gaat via de scheidingscondensator C35 naar een uitgangspotentiometer. Hiermee kan men de gemiddelde uitgangsspanning van de schakeling afregelen op de gevoeligheid van de eindversterker.

De regelkarakteristieken
De NE572 heeft zeer gebruikersvriendelijke mogelijkheden voor het instellen van de drie regelkarakteristieken. Daarvoor zijn slechts drie (of vier voor stereo) onderdelen nodig.
Het dynamische bereik wordt voor beide kanalen bepaald door de waarde van de weerstand R39. Hoe groter deze weerstand, hoe groter het dynamische bereik. Met de in het schema ingetekende waarde van 2,2 MΩ bedraagt het dynamische bereik 20 dB. Wil men de maximale waarde van 50 dB instellen, dan volstaat het de weerstand uit het schema te verwijderen.

De inregel tijdconstante wordt vastgelegd door een condensator te schakelen tussen de "ATCAP"-pennen van de NE572 en de massa. In het schema zijn dat de condensatoren C21 voor het ene kanaal en C36 voor het tweede kanaal.
De uitregel tijdconstante word op dezelfde manier bepaald door een condensator te schakelen tussen de massa en de "RECAP"-pennen van de NE572. Omdat deze regeling samen werkt met de instelling van het dynamische bereik wordt deze constante voor beide kanalen vast gelegd door de condensator C20.

De voeding
De schakeling wordt gevoed uit een enkelvoudige spanning van +10 V ten opzichte van de massa.
In principe is voeding uit batterijen mogelijk, want de schakeling verbruikt slechts 30 mA stroom. Men kan echter ook gebruik maken van een goedkope netstekervoeding, die een spanning tussen +12 V en +20 V kan leveren.



Figuur 4/2.11-6: De schakeling voor de gestabiliseerde +10 V voeding.

De uitgangsspanning van dit apparaatje kan met behulp van de eenvoudige schakeling van figuur 4/2.11-6 gestabiliseerd worden op +10 V. De diode D1 is tussen gevoegd om te verhinderen dat het per ongeluk verkeerd aansluiten van de netstekervoeding kwalijke gevolgen voor de schakeling heeft. De schakeling van figuur 4/2.11-6 kan op de print worden ondergebracht.

Onderdelenlijst

Weerstanden, 1/4 W, 5 %:

R7,R9,R24,R26	=	1 kΩ
R8,R25	=	3,3 kΩ

2.11 Automatische volumeregelaar met lage vervorming

R17,R18,R34, R35	=	4,7	kΩ
R1,R2,R3,R6, R12,R13,R15, R16,R20,R23, R29,R30,R32, R33,R37,R38	=	10	kΩ
R11,R28	=	12	kΩ
R10,R27	=	18	kΩ
R5,R22	=	82	kΩ
R14,R31	=	100	kΩ
R39	=	2,2	MΩ

Instelpotentiometers, staand, 5x5 mm:
R4,R19,R21,R36 = 10 kΩ

Condensatoren:

C11,C28	=	10	pF	ceramisch
C6,C15,C23,C34	=	27	pF	ceramisch
C12,C29	=	100	nF	MKH
C14,C21, C31, C36	=	1	µF	100 V elco
C7, C8, C9,C24, C25, C26	=	2,2	µF	63 V elco
C1, C3, C4, C5, C13, C16, C17, C18, C19, C22, C30, C32, C33, C35	=	10	µF	25 V elco
C10, C27	=	22	µF	16 V elco
C2	=	220	µF	40 V elco
C20	=	220	µF	16 V elco

Halfgeleiders:

D1	=	1N4001
D2,D3,D4,D5	=	BAR19 Schottky
IC1	=	7810
IC2,IC4,IC5	=	NE5532
IC3	=	NE572

Diversen:
BU1 = printconnector, 3,5 mm
BU2,BU3,BU4,BU5 = cinch-connector, print
3 x IC-voetje, 8-pens
1 x IC-voetje, 16-pens

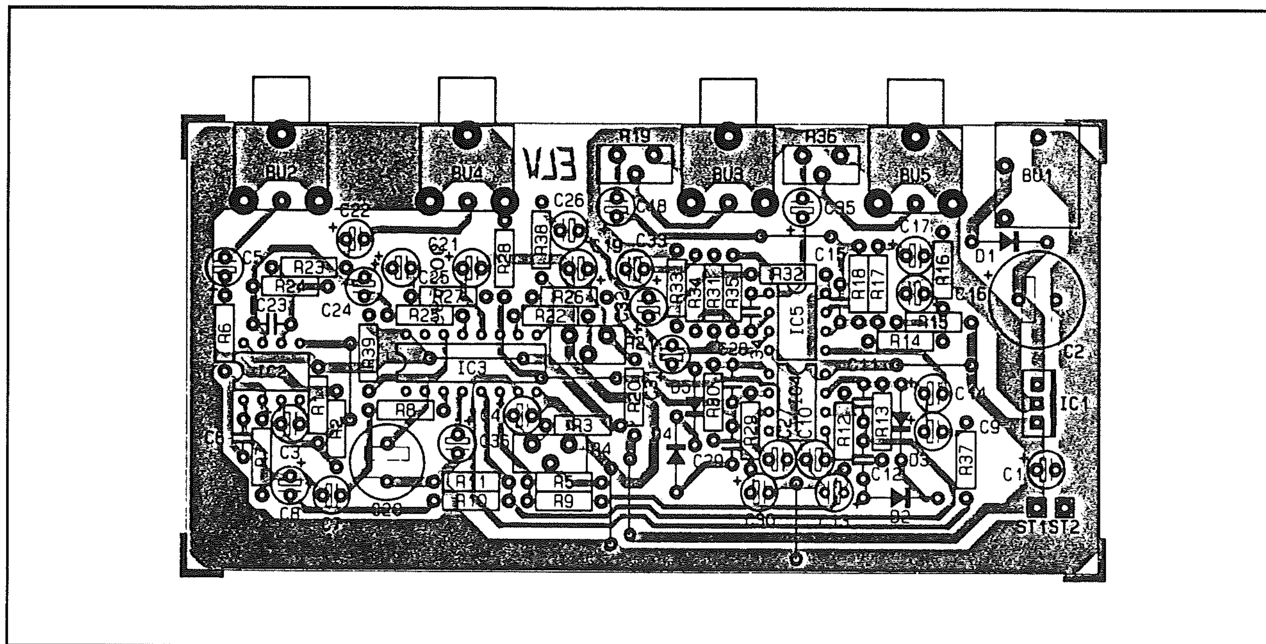
De bouw van de schakeling
De volledige schakeling van de automatische volumeregeling kan ondergebracht worden op de print die in figuur 4/2.11-7 op de transparante printpagina getekend is.

De componentenopstelling van de print is getekend in figuur 4/2.11-8.
Alle onderdelen kunnen op deze print gesoldeerd worden, zodat de schakeling tot een zeer compact geheel kan worden opgebouwd.
De montage start met het aanbrengen van de zes draadbruggetjes. Vervolgens kan men de vier IC-voetjes monteren. Nadien volgen alle lage onderdelen, zoals weerstanden en dioden. Tot slot volgen de condensatoren, de instelpotentiometers, de connectoren en de spanningsstabilisator.

Het afregelen van de schakeling
De schakeling bevat vier instelpotentiometers, waarvan twee niet kritisch en twee wel kritisch zijn af te regelen.
Het eenvoudigst is de afregeling van de uitgangstrimmers R19 en R36. Deze moeten zo worden afgeregeld dat de gemiddelde uitgangsspanning van de schakeling gelijk wordt aan de ingangsgevoeligheid van de eindversterker die op de print wordt aangesloten. Deze afregeling kan in feite alleen in de praktijk plaats vinden, aangepast aan de specifieke apparatuur en omstandigheden.

Het afregelen van de instelpotentiometers R21 en R4 is moeilijker. Met deze onderdelen stelt men namelijk de minimale vervorming van de schakeling in.

2.11 Automatische volumeregelaar met lage vervorming



Figuur 4/2.11-8: De componentenopstelling van de print.

In feite kan men deze onderdelen niet echt afregelen als men niet de beschikking heeft over een sinusgenerator met een zeer lage eigen vervorming en een vervormingsmeter.
Heeft men deze apparaten wél, dan zet men een sinus van 1 kHz op de ingang en de vervormingsmeter op de uitgang. Men verdraait nu de potentiometer tot de meter een minimale harmonische vervorming aangeeft.
Wie niet de beschikking heeft over dergelijke apparatuur doet er verstandig aan de lopers van deze twee instelpotentiometers in de middenstand te laten staan. Het gedachtenloos verdraaien van deze potentiometers kan tot gevolg hebben dat de harmonische vervorming van de schakeling stijgt tot een onacceptabele waarde van 1 %!

Het gebruik van de schakeling

Hoewel de schakeling in principe is staat is de zeer kleine uitgangsspanningen van microfoons rechtstreeks te verwerken, wordt dit toch niet aanbevolen. De beste geluidskwaliteit ontstaat als men de microfoon afsluit met een voorversterker en het uitgangssignaal van deze versterker verbindt met de ingang van de automatische volumeregeling. Werkt men met verschillende microfoons, dan kan men deze naar de MIC-ingangen van een mengpaneel sturen en de LINE-uitgang van de menger aansluiten op de ingangen van de automatische volumeregeling.
Maar, zelfs in een dergelijke situatie is het steeds verstandig om de microfoons rechtstreeks af te sluiten met individuele voorversterkers en deze via lange kabels naar het mengpaneel te voeren!

Bouwpakket informatie

Als extra service aan de nabouwers van deze schakeling kan nog vermeld worden dat deze professionele automatische volumeregelaar in diverse onderdelenzaken leverbaar is als compleet bouwpakket. De samenstelling van dit bouwpakket, inclusief de print en een behuizing, wordt ver-

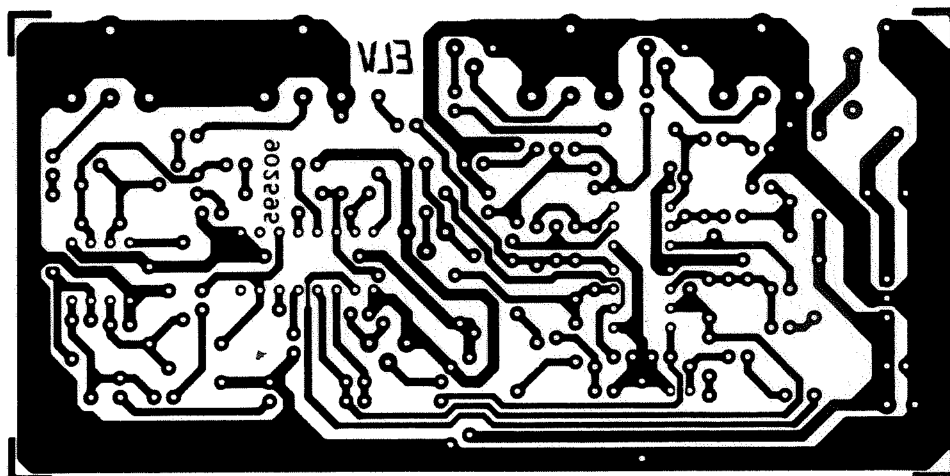
2.11 Automatische volumeregelaar met lage vervorming

zorgd door de firma Binell B.V., Postbus 83, 7440 AB Nijverdal, tgelefoon 05486-17475. Het bouwpakket wordt geleverd onder de bestelcode PR 1000.

Op het genoemde adres kan men alle nodige informatie krijgen over prijzen en verkoopadressen.

2.11 Automatische volumeregelaar met lage vervorming

2.11 Automatische volumeregelaar met lage vervorming



Figuur 4/2.11-7: De print van de schakeling.

4/2.12
MIDI-THRU box met vier uitgangen

Inleiding
MIDI-apparatuur beschikt over drie DIN-connectoren, respectievelijk IN, OUT en THRU genoemd.
Dank zij de THRU-connector kan men op een zeer eenvoudige manier diverse MIDI-apparaten met elkaar verbinden. Het basisschema is getekend in figuur 4/2.12-1.

De OUT-connector van de MIDI-controller wordt verbonden met de IN-connector van het eerste apparaat. Vandaar gaat een verbinding via de THRU-connector naar de IN van het tweede apparaat, enzoverder. Op deze manier wordt een ketting gevormd en kunnen alle instructies van de controller alle apparaten bereiken. De lengte van een ketting is echter aan een limiet gebonden. Omdat in ieder apparaat het signaal wordt doorgekoppeld via de verplichte optische koppelaar met stroomlus, zal het signaal langzaam maar zeker degraderen. Optische koppelaars zijn immers niet de snelste elektronische componenten en iedere koppelaar tast de stijgtijd van het signaal behoorlijk aan. Na enige schakels van de keten is de stijgtijd zo slecht geworden dat jitter kan ontstaan, waardoor de apparatuur de instructies niet meer goed kan interpreteren. Bovendien introduceren de opeenvolgende optische koppelaars signaalvertragingen, die behoorlijk kunnen oplopen. Hierdoor kunnen timingproblemen ontstaan bij het spelen van MIDI-files.

De MIDI-THRU box
Veel beter is het gebruik te maken van een zogenoemde MIDI-THRU box. Dat is een klein kastje, met één MIDI IN-connector en verschillende THRU-connectoren. Het signaal van de IN-connector wordt door ***parallel*** geschakelde optische koppelaars verwerkt, die ieder één THRU-connector sturen.
Deze THRU-connectoren kunnen dan, zoals getekend in figuur 4/2.12-2, verbonden worden met de IN-connectoren van de MIDI-apparaten.

Op deze manier worden alle apparaten parallel aangestuurd en ontstaan er dus geen tijdvertragingen en slechte stijgtijden. Uiteraard kan men vanuit iedere THRU-uitgang van de box een kleine ketting opbouwen, zodat een box met vier uitgangen in de praktijk meer dan voldoende mogelijkheden heeft.

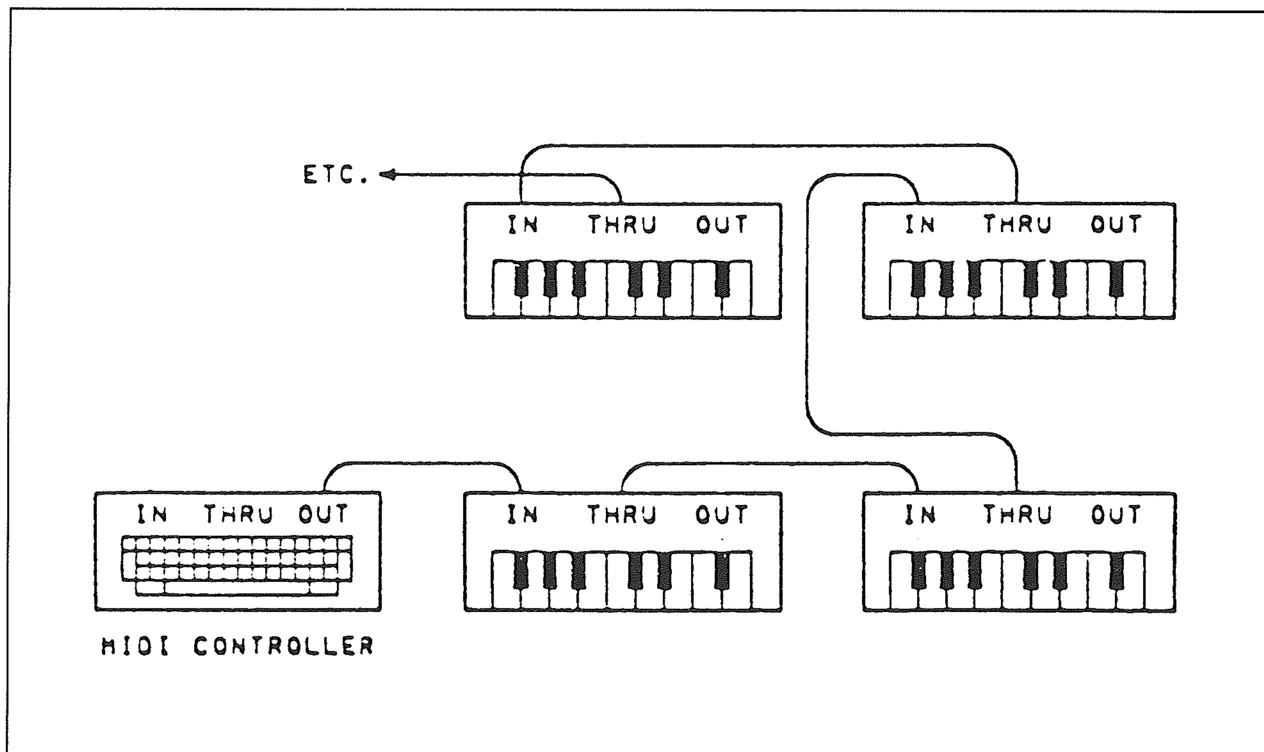
Het schema
Het volledige schema van de MIDI-THRU box is getekend in figuur 4/2.12-3.

De ingang wordt aangesloten op de pennen 4 en 5 van de IN-connector. Tussen deze pennen is de serieschakeling opge-

2.12 MIDI-THRU box met vier uitgangen

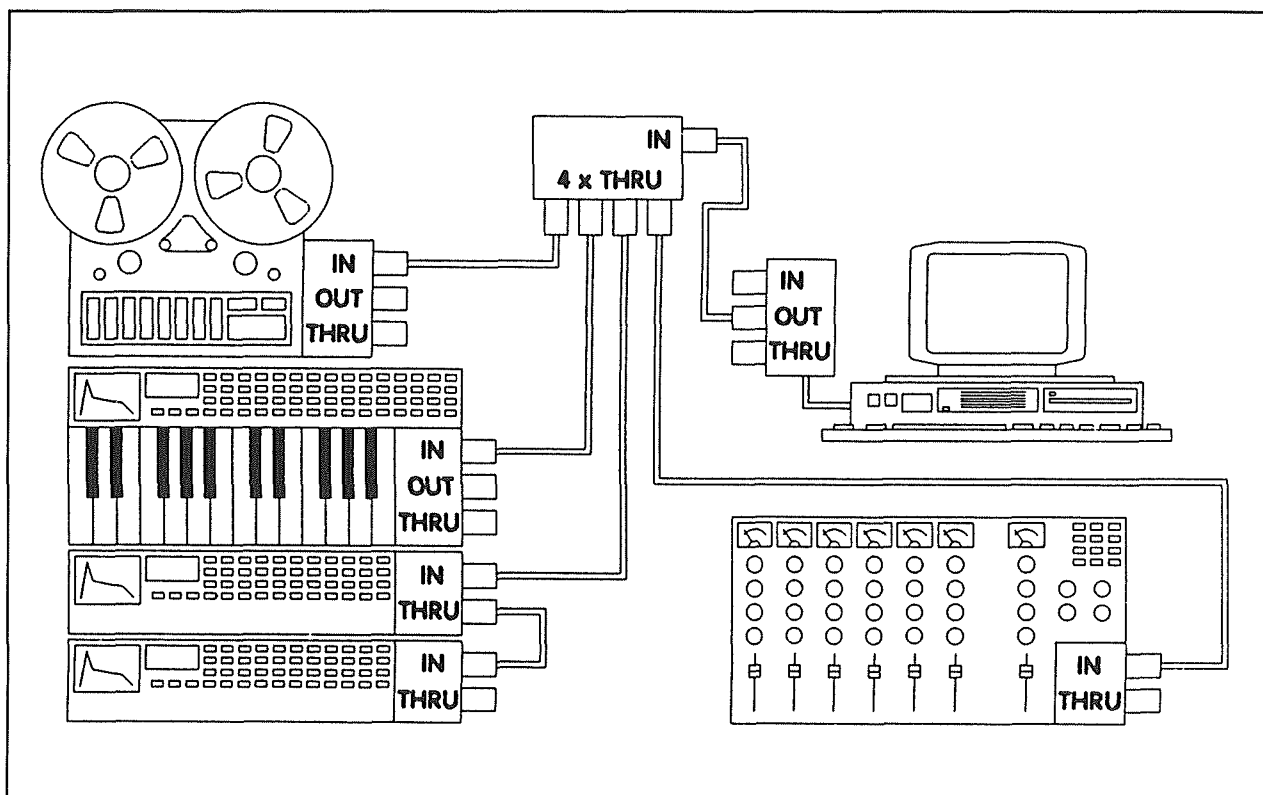
nomen van de weerstand R1 en de diode uit de optische koppelaar U1. De diode D1 is anti-parallel geschakeld aan de diode uit de optische koppelaar en beveiligt dit onderdeel tegen te grote spanningen die per ongeluk op de lijn gezet zouden kunnen worden. Als de MIDI-controller, waarop de MIDI-THRU box is aangesloten de stroomlus sluit, zal er een stroom vloeien door de weerstand R1 en de diode in de optische koppelaar. De foto-diode in de speciale koppelaar wordt aangestraald, met als gevolg dat deze gaat lekken en een stroom in de basis van de eerste transistor stuurt. Deze stroom wekt over de weerstand R2 een spanning op. Deze spanning wordt gebruikt om de tweede transistor in de optische koppelaar in verzadiging te sturen. De spanning op aansluiting 6 van de optische koppelaar wordt dus 0 V.

Dit lage signaal wordt aangeboden aan de ingangen van de bufferversterkers uit U2. De weerstand R3 is alleen aanwezig om ervoor te zorgen dat de ingangen van de buffers gedefinieerd op +9 V staan als de optische koppelaar niet actief is.
De buffers maken deel uit van het CMOS-IC CD4050E. Dit speciale IC is in staat te werken met een voeding tot 15 V en flinke stromen te leveren of op te nemen. Iedere uitgang kan 15 mA leveren of opnemen, zodat het zonder meer mogelijk is de standaard stroomlus van het MIDI-systeem te sturen.
In deze schakeling worden de buffers gebruikt om de MIDI-stroom op te nemen. De stroomloop is namelijk als volgt. Van de +9 V via een van de weerstanden R10 tot en met R13 naar de pennen 4 van de THRU-connectoren.



Figuur 4/2.12-1: Het standaard schema voor het verbinden van MIDI-apparatuur.

2.12 MIDI-THRU box met vier uitgangen

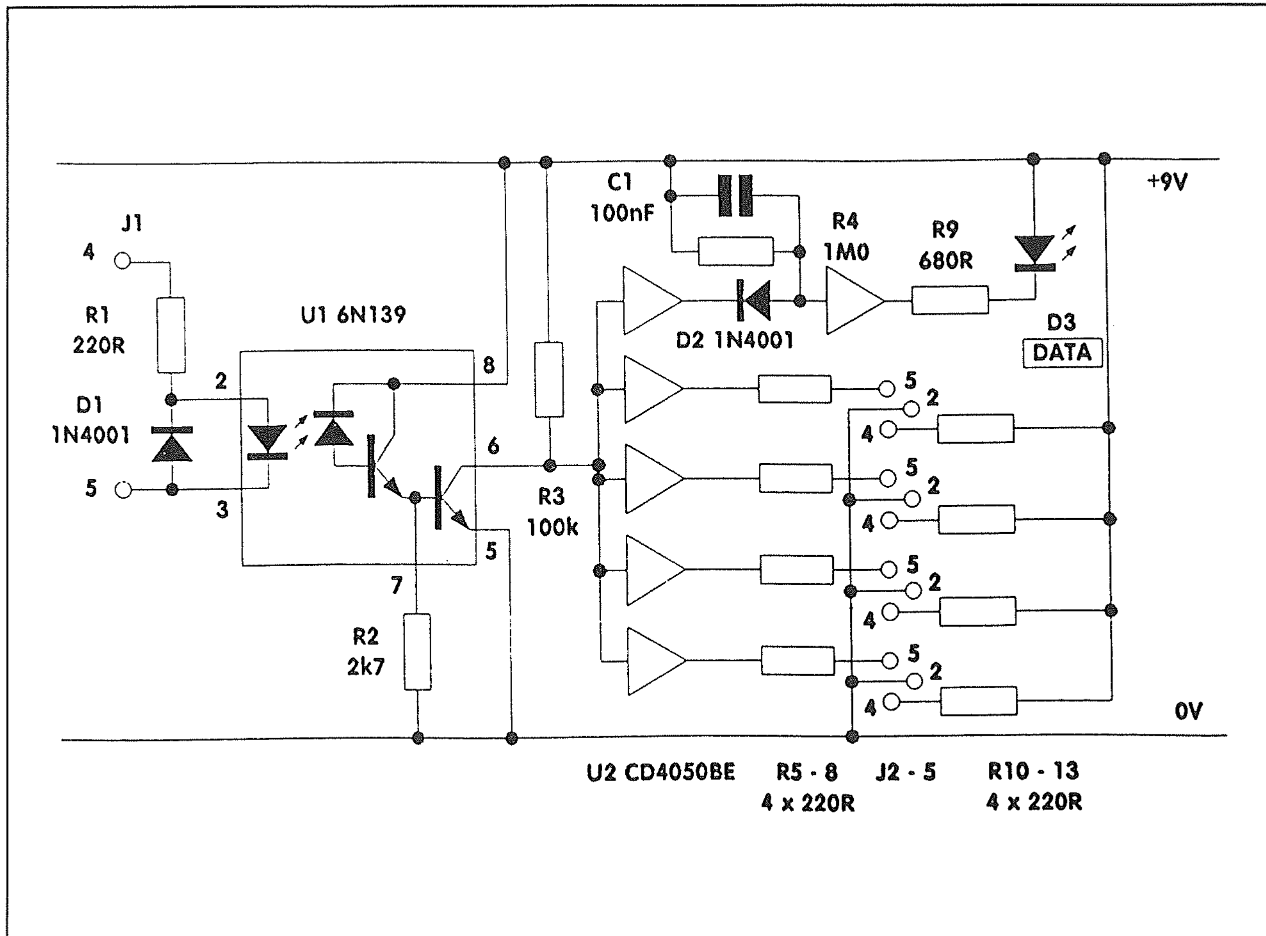


Figuur 4/2.12-2: Het principe van de MIDI-THRU box.

Via de optische koppelaar in het ontvangende apparaat terug naar pen 5 van de connector en vandaar via de weerstanden R5 tot en met R8 en de lage uitgangen van de buffers naar de massa.
Het zal duidelijk zijn dat deze stromen alleen vloeien als de uitgangen van de buffers "L" zijn. In het andere geval staan zij op +9 V en kan er geen stroom door een lus vloeien.

De twee overblijvende poorten van de CD4050BE worden gebruikt voor het samenstellen van een LED-indicator die gaat knipperen als de MIDI-THRU box gegevens ontvangt.
De eerste poort wordt gebruikt om de uitgang van de optische koppelaar te bufferen. Het netwerkje C1/R4 zou zonder deze buffer de uitgang van de optische koppelaar te zwaar capacitief belasten, waardoor de stijgtijd van de pulsen zou worden aangetast. Als de ingang data ontvangt zal de uitgang van de eerste buffer naar "L" gaan. De condensator C1 gaat nu snel via de poort ontladen, zodat ook de ingang van de tweede buffer "L" wordt. Dit signaal verschijnt uiteraard ook op de uitgang van deze tweede buffer, zodat de LED D3 oplicht.
Als de gegevens wegvallen zal de uitgang van de eerste poort weer "H" worden. De condensator zal nu opladen via de weerstand R4, zodat na enige tijd de spanning op de ingang van de tweede poort tot "H" gestegen is. Dit signaal verschijnt op de uitgang, waardoor de LED D3 dooft. Iedere ontvangen data-puls heeft dus tot gevolg dat de LED D3 eventjes oplicht. Als een continue data-stroom wordt ontvangen zal de LED uiteraard ook continu oplichten.

2.12 MIDI-THRU box met vier uitgangen



Figuur 4/2.12-3: Het volledige schema van de MIDI-THRU box.

Onderdelenlijst

Weerstanden, 1/4 W:

R1	=	220	Ω
R2	=	2,7	kΩ
R3	=	100	kΩ
R4	=	1	MΩ
R5,R6,R7,R8	=	220	Ω
R9	=	680	Ω
R10,R11, R12,R13	=	220	Ω

Condensatoren:

C1 = 100 nF MKH

Halfgeleiders:

D1,D2	=	1N4001
D3	=	LED 5 mm rood
U1	=	6N139
U2	=	CD4050BE

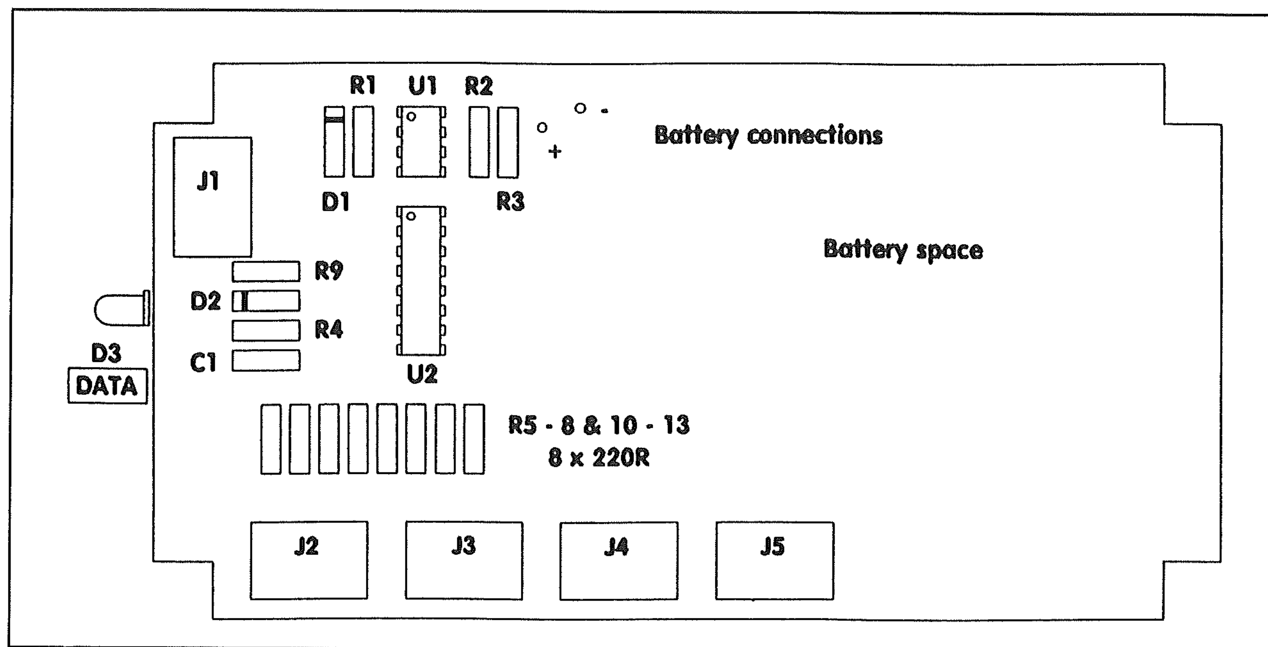
Diversen:

1 x 9 V batterij
1 x batterijclips
5 x vijf-polig DIN chassisdeel, print
1 x behuizing ABS model 2005

De bouw van de schakeling

De schakeling kan ondergebracht worden op de print die in figuur 4/2.12-4 is getekend.
De zeer eenvoudige componentenopstelling is getekend in figuur 4/2.12-5.

2.12 MIDI-THRU box met vier uitgangen



Figuur 4/2.12-5: De componentenopstelling voor de print van de MIDI-THRU box.

De print heeft dusdanige afmetingen dat deze gemonteerd kan worden in een kastje met als afmetingen 150 bij 80 mm^2. Dergelijke kastjes worden door verschillende fabrikanten in de handel gebracht. Dit kastje wordt uiteraard voorzien van een AAN/UIT-schakelaar en zes gaatjes voor de indicator-LED en de vijf DIN-connectoren. Zoals uit de foto van figuur 4/2.12-6 blijkt moet de LED 90 graden gebogen worden, zodat het onderdeel door het gaatje in het kastje naar buiten kan gluren.

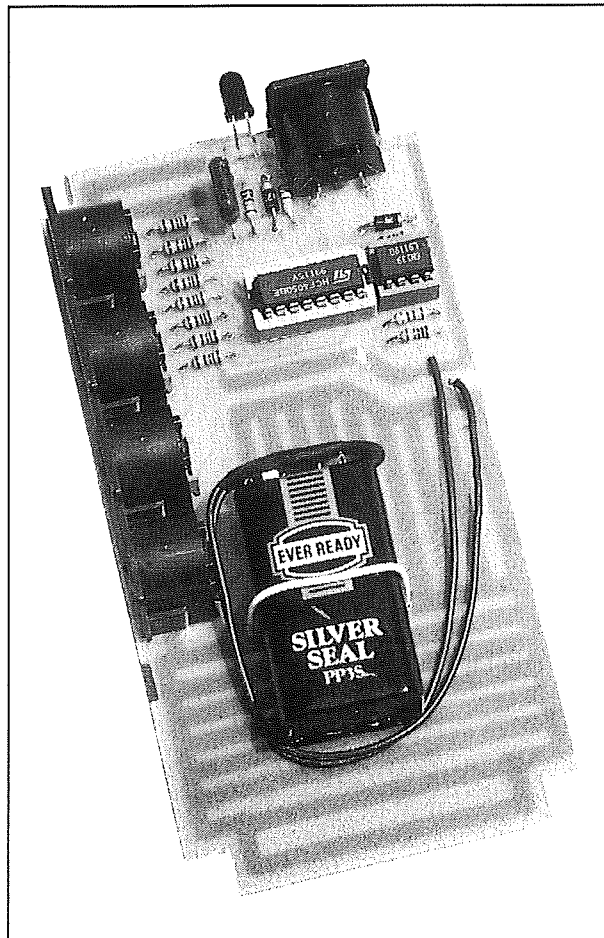
De 9 V batterij kan bevestigd worden op dat deel van de print dat niet in gebruik is voor de componenten.

Stroomverbruik
Men kan zich afvragen of het voor het milieu niet beter is de schakeling uit een kleine netvoeding te voeden.
Dat bespaart immers vervuilende batterijen.

Het stroomverbruik van de schakeling is echter zo klein dat batterijvoeding in dit geval wel degelijk verantwoord is. In rust trekt de schakeling zo weinig stroom dat het in feite niet eens noodzakelijk is een AAN/UIT-schakelaar te monteren! Het enige stroomverbruik is rust is de lekstroom in de optische koppelaar en in de 4050 en deze ligt in het µA-bereik.
Als MIDI-gegevens worden ontvangen zullen de diverse onderdelen de onderstaande stromen trekken:
- de optische koppelaar:
  1 mA
- de data-LED:
  10 mA
- iedere verbonden THRU-connector:
  6 mA
- iedere vrije THRU-connector:
  0 mA

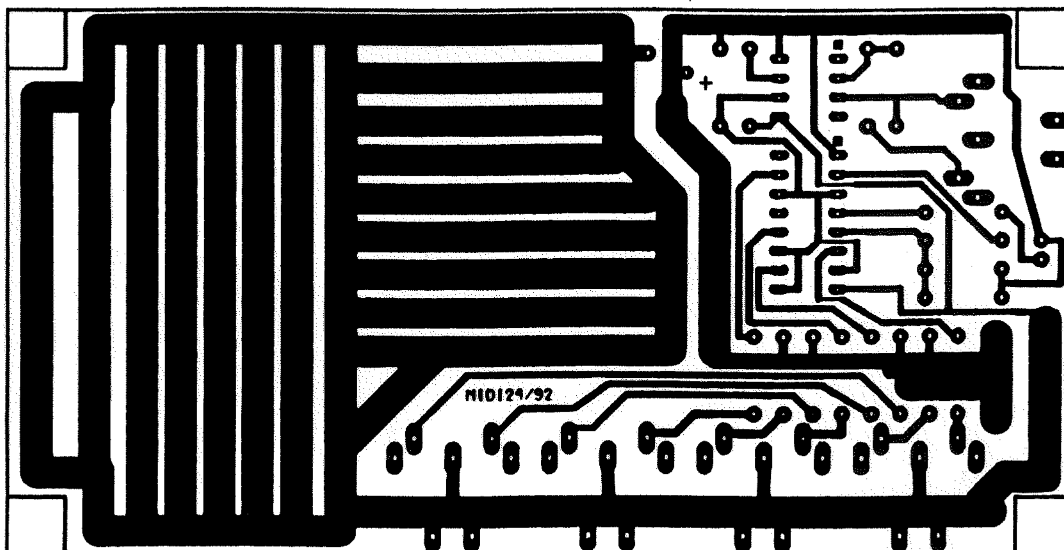
De ingangsstroom wordt uiteraard geleverd door de MIDI-controller en daar heeft de batterij dus verder niets mee te maken.

2.12 MIDI-THRU box met vier uitgangen



Figuur 4/2.12-6: De volledig gemonteerde MIDI-THRU print.

2.12 MIDI-THRU box met vier uitgangen



Figuur 4/2.12-4: De print van de schakeling.

4/2.13

Universele LF eindversterker

Inleiding

Een universele laagfrequent eindversterker, met een groot voedingsbereik en dito uitgangsvermogen, heeft tal van nuttige toepassingen, zoals:

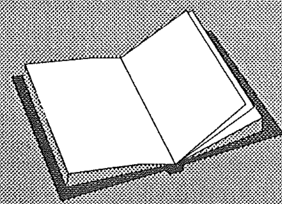
- boosterversterker in de auto;
- boosterversterker achter een walkman;
- uitbreiding van de LF-installatie met Dolby Surround Sound;
- vermogenstrap achter een sinus- of functiegenerator.

U_P(V)	R (Ω)	P out (W)	K_{ges}
12 V	4	4,8	0,3
12 V	8	3,3	0,3
12 V	16	2,0	0,25
15 V	4	8,7	0,3
15 V	8	6,2	0,3
15 V	16	3,6	0,25
30 V	4	35,0	0,5
30 V	8	30,7	0,25
30 V	16	20,0	0,22

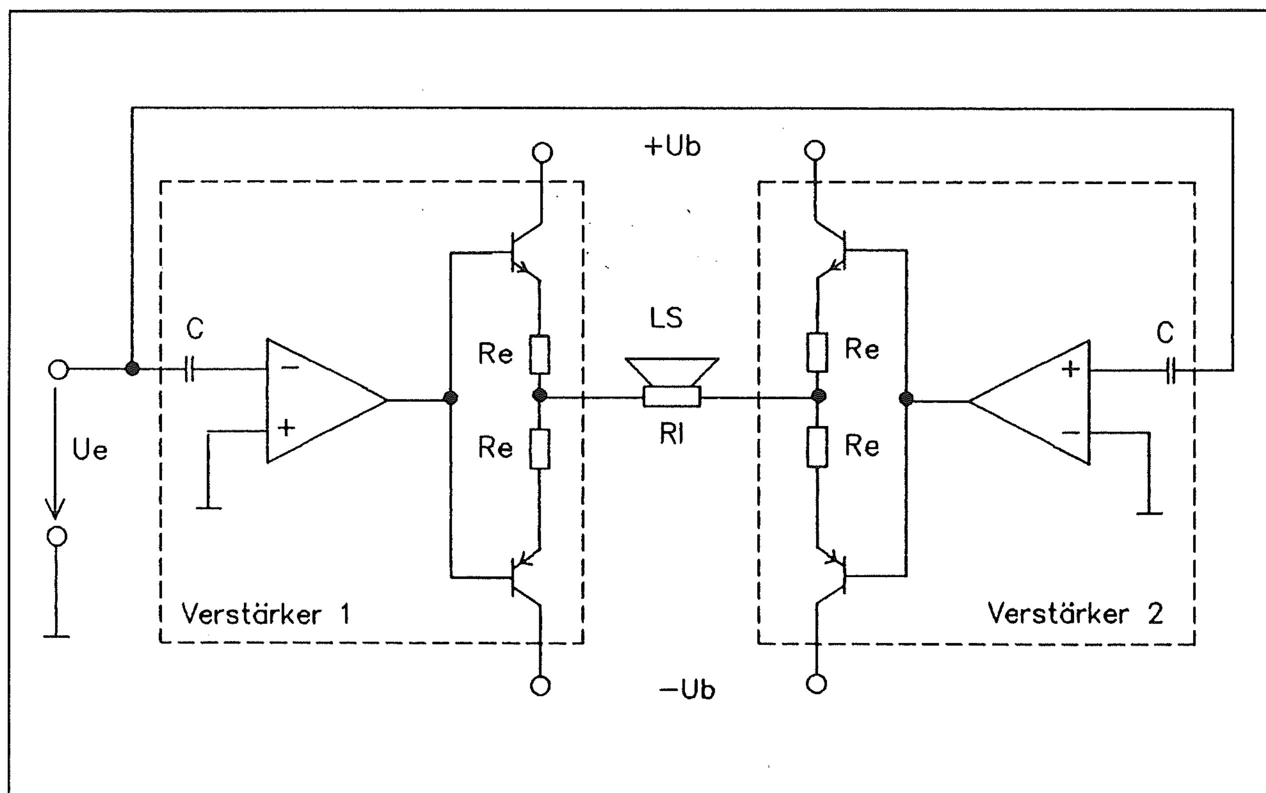
Figuur 4/2.13-1: De voornaamste technische gegevens van de eindversterker overzichtelijk samengevat.

De in dit hoofdstuk beschreven schakeling heeft een continu uitgangsvermogen van maximaal 35 W, afhankelijk van de voedingsspanning, de belastingsimpedantie en de grootte van de koelplaat. De schakeling wordt gevoed uit een enkelvoudige voedingsspanning van minimaal 12 V en maximaal 30 V. Bij de maximaal toelaatbare voedingsspanning van 30 V en een belastingsimpedantie van 4 Ω staat een pulsvermogen van 56 W ter beschikking. Afhankelijk van de belastingsimpedantie heeft de versterker een rendement van 38 tot 64, een hoge waarde die van pas komt al men de schakeling uit een accu moet voeden. De totale harmonische vervorming bij 1 kHz en 80 % van het maximale vermogen ligt tussen 0,22 en 0,5 %, afhankelijk van de verhouding tussen voedingsspanning en uitgangsimpedantie. De schakeling is bovendien absoluut kortsluitvast en heeft een ingebouwde thermische beveiliging. In figuur 4/2.13-1 zijn de belangrijkste technische specificaties overzichtelijk samengevat.

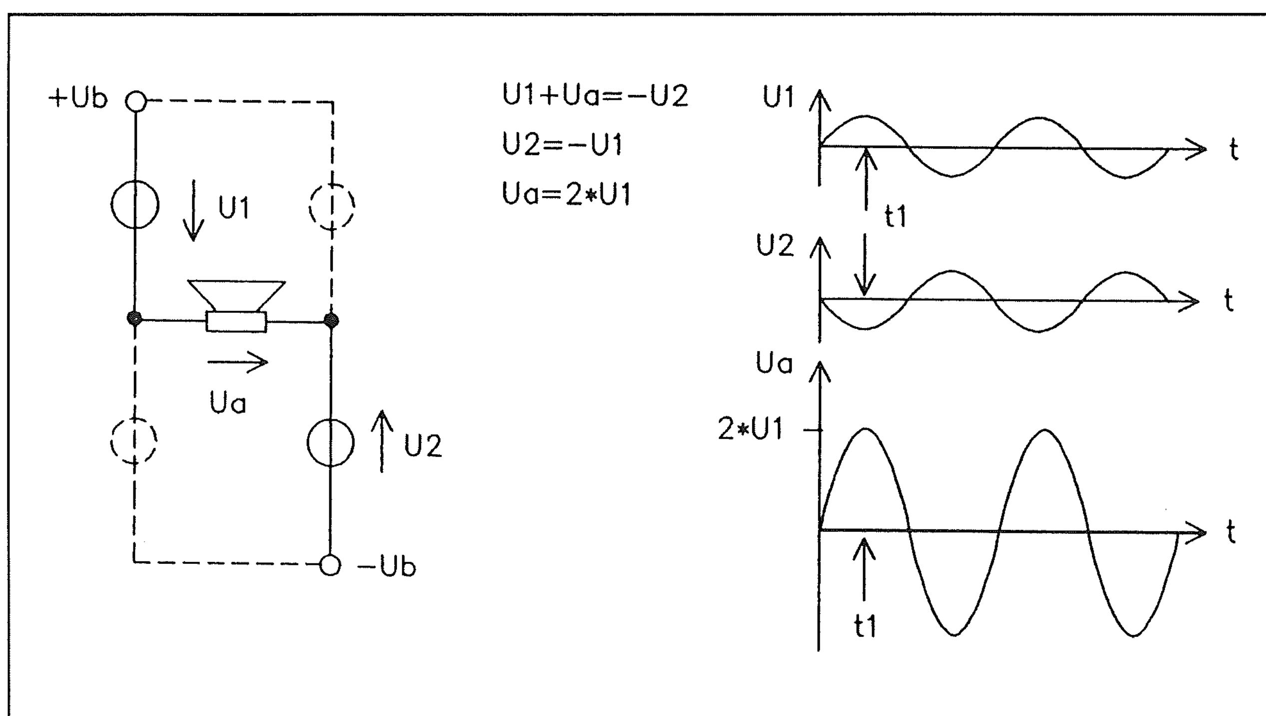
LEES OOK:
Hoofdstuk 3/11.4
Hoofdstuk 6/6.10



2.13 Universele LF eindversterker



Figuur 4/2.13-2: Het principe van een brugversterker.



Figuur 4/2.13-3: Het spanningsverloop op de uitgang van een brugversterker.

2.13 Universele LF eindversterker

Al met al eigenschappen die dit ontwerpje met recht en reden het predicaat "universeel" verschaffen!

Het principe van de schakeling

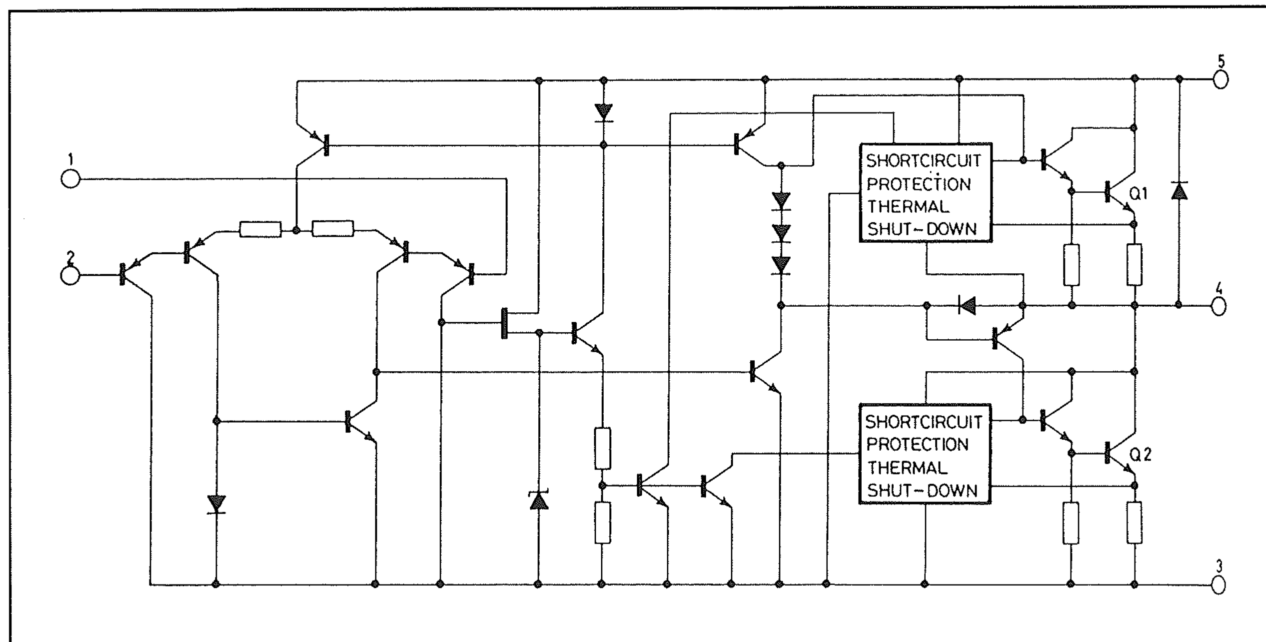
Om nabouw voor iedereen zo gemakkelijk mogelijk te maken is gekozen voor een ontwerpje met geïntegreerde eindversterkers. Om voldoende vermogen uit een vrij lage voedingsspanning te halen, moet men dan in de meeste gevallen een beroep doen op een brugschakeling. Ook hier is dat het geval. Zoals uit het principeschema van figuur 4/2.13-2 blijkt, zijn twee identieke IC's, in dit geval de TDA2006, in een brug opgenomen. Dit wil zeggen dat de luidspreker niet, zoals bij normale versterkers, met één aansluiting aan de massa ligt. De luidspreker is geschakeld tussen de uitgangen van de twee versterkers. Beide versterkers zijn uitgevoerd als verschilschakelingen. Het ingangssignaal wordt aan de inverterende ingang van de ene versterker aangelegd en aan de niet-inverterende ingang van de tweede versterker.
Het gevolg is dat de ene versterker het ingangssignaal niet geïnverteert, maar de tweede versterker het ingangssignaal wél geïnverteerd, dus 180° in fase gedraaid, aan de uitgang aanbiedt. Wat dat tot gevolg heeft voor het signaal over de luidspreker volgt uit de grafieken van figuur 4/2.13-3. Beide versterkers hebben uiteraard een complementaire eindtrap, twee in serie opgenomen transistoren, geschakeld tussen de voedingen. Van die twee transistoren zal er steeds maar één geleiden, afhankelijk van de fase van het signaal. Als de bovenste transistor van de linker versterker geleidt en de onderste transistor van de rechter versterker, ontstaat de situatie die in figuur 4/2.13-3 getekend is. Beide eindtrappen leveren een signaal dat even groot, maar in fase gedraaid is. Het gevolg is dat over de luidspreker de dubbele spanning staat. Beide signalen kunnen immers algebraïsch bij elkaar opgeteld worden. Uit een bepaalde voedingsspanning kan dus veel meer signaal afgeleid worden voor het sturen van de luidspreker. Meer spanning over de luidspreker betekent echter ook veel meer vermogen. Dank zij deze brugschakeling is het mogelijk uit een auto-accu, die ongeveer 14,7 V levert, toch een vermogen van meer dan 8 W te halen. Iets dat zonder brugschakeling absoluut onmogelijk zou zijn!

De TDA2006

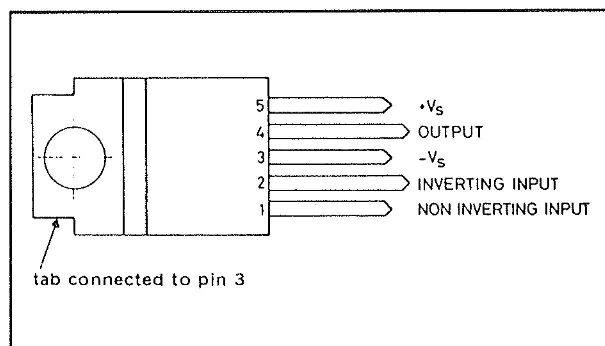
In de gepubliceerde schakeling worden twee TDA2006 vermogenseindtrappen van SGS-Thomson of Telefunken gebruikt. Deze IC's, die in principe 12 W kunnen leveren, zijn speciaal ontworpen voor toepassen in brugschakelingen. Het intern blokschema van dit IC is getekend in figuur 4/2.13-4, de aansluitgegevens volgen uit figuur 4/2.13-5. Uit de slechts vijf aansluitpennen:
- positieve voeding;
- negatieve voeding;
- uitgang;
- inverterende ingang;
- niet-inverterende ingang;

volgt reeds dat dit IC uiterst gebruiksvriendelijk is. De schakeling werkt als een operationele versterker, die toevallig ontwikkeld is als stroomleverancier. In feite komt het er alleen op neer de ingangen in te stellen op de helft van de voedingsspanning, tussen de uitgang en de inverterende ingang een terugkoppeling op te nemen die de versterking bepaalt en klaar is Kees! Zoals uit het intern blokschema blijkt, is de TDA2006 niet complementair van opbouw, maar semi-complementair.

2.13 Universele LF eindversterker



Figuur 4/2.13-4: Het intern schema van de TDA2006.



Figuur 4/2.13-5: De aansluitgegevens van de TDA2006.

Beide delen van de eindtrap bestaat uit Darlington's. Een klein schoonheidsfoutje, waar de meeste geïntegreerde laagfrequent eindversterkers aan leiden en dat de prestaties (met name de vervorming) iets in negatieve zin beïnvloedt. De metalen koellip is intern verbonden met de negatieve voedingsaansluiting $-V_S$. Als men enkelvoudig voedt, komt deze pen uiteraard aan de massa te liggen, zodat de IC's zonder isolatie tegen het chassis van de behuizing geschroefd kunnen worden.

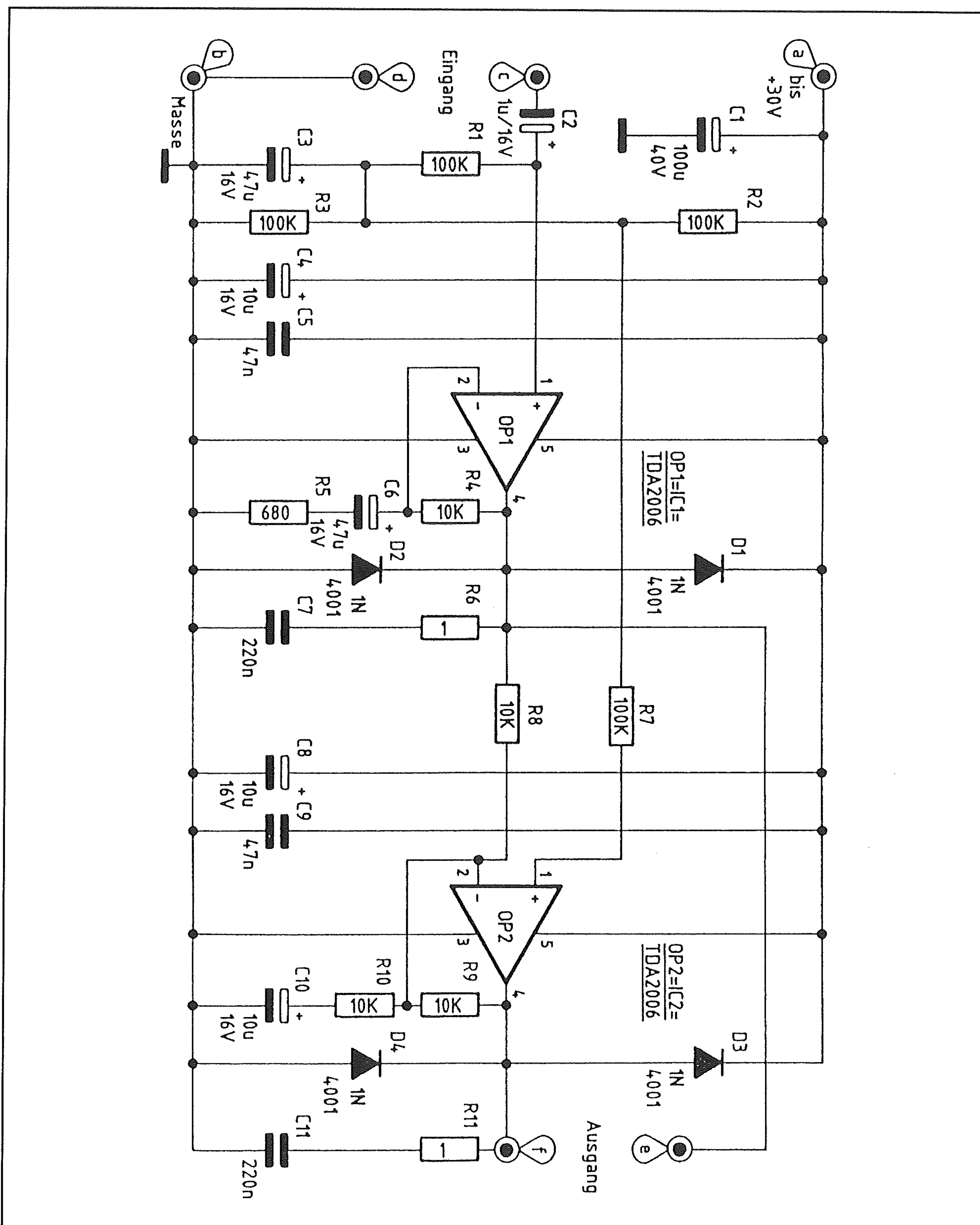
In het kort de technische gegevens van de TDA2006:

- maximale voeding: 30 V
- ingangsimpedantie: 5 MΩ
- ingangsstroom: 3 µA
- ingangsoffset: +/-8 mV
- uitgangsvermogen: 12 W
- vervorming: 0,2 %
- ingangsgevoeligheid: 200 mV
- bandbreedte: 100 kHz
- spanningsversterking: 75 dB
- thermische bewaking: 145 °C

Het volledig schema van de versterker

In figuur 4/2.13-6 is het volledig schema van de eindversterker getekend. De weerstanden R2 en R3 vormen de spanningsdeler, waarmee de twee IC's worden ingesteld. Op het knooppunt van beide weerstanden staat de helft van de voedingsspanning, die door middel van de condensator C3 wordt ontkoppeld. Uit deze hulpspanning wordt via de weerstand R1 OP1 ingesteld en via weerstand R7 OP2.

2.13 Universele LF eindversterker



Figuur 4/2.13-6: Het volledig schema van de brugversterker.

2.13 Universele LF eindversterker

Het ingangssignaal wordt via de scheidingscondensator C2 aangeboden aan de niet-inverterende ingang van OP1. Tussen de uitgang en de inverterende ingang is het terugkoppelend netwerk aangebracht, dat de spanningsversterking van de schakeling instelt. Vanwege de enkelvoudige voeding moet ook in deze terugkoppeling een scheidingscondensator worden opgenomen. De condensator C6 heeft een zodanig hoge waarde, dat deze de werking van de terugkoppeling voor signaalfrequentie niet merkbaar beïnvloedt. De wisselspanningsversterking wordt dus alleen bepaald door de verhouding tussen de weerstanden R4 en R5. Het aanbrengen van de scheidingscondensator heeft als voordeel dat de versterking voor gelijkspanning gelijk is aan een. De offset van de ingangen wordt dus niet versterkt, met als gevolg dat de gelijkspanning op de uitgang alleen wordt bepaald door de spanningsdeler R2/R3 en niet door de versterkte offset. Bij het ontwerpen van brugversterkers is dit een zeer belangrijk punt. Immers: als de twee uitgangen van de twee versterkers op verschillende gelijkspanningen zouden staan, dan zou door de spoel van de luidspreker een heel grote gelijkstroom vloeien. Dit is schadelijk voor de luidspreker, maar eveneens voor de eindversterkers. Deze dissiperen dan immers een heleboel gelijkstroomvermogen. Het versterkte uitgangssignaal op pen 4 van OP1 wordt via de weerstand R8 aangeboden aan de inverterende ingang van de tweede versterker OP2. Deze werkt dus, in tegenstelling tot OP1, als inverterende versterker. De spanningsversterking wordt ook bij deze trap ingesteld door een terugkoppeling van de uitgang naar de inverterende ingang. Beide weerstanden R9 en R10 zijn even groot, zodat de spanningsversterking van de trap gelijk is aan -1. De condensator C10 zorgt er weer voor dat de offset niet wordt mee versterkt en dat de instelspanningen niet naar de massa kunnen afvloeien.

Conclusie

Het uitgangssignaal van OP1 wordt door OP2 geïnverteerd met een versterking van een. Beide versterkers leveren dus een signaal af, dat identiek van grootte is, maar waartussen een faseverschuiving van precies 180° bestaat. De versterker voldoet dus aan alle principes van de brugschakeling.

De dioden D1 tot en met D4 worden gebruikt om de uitgangen van de twee IC's te beschermen tegen te grote spanningen, die zouden kunnen ontstaan als een van de IC's het zou begeven. De twee netwerkjes R6/C7 en R11/C11, geschakeld tussen de massa en de uitgangen van de versterkers, dienen ter stabilisatie en onderdrukking van oscillatieneigingen. Ook de vier condensatoren, geschakeld tussen de voeding en de massa, moeten bijdragen aan de stabiele werking van het geheel.

Onderdelenlijst

Weerstanden, 1/4 W, 5 %:

R1,R2,R3,R7	=	100	kΩ
R4,R8,R9,R10	=	10	kΩ
R5	=	680	Ω
R6,R11	=	1	Ω

Condensatoren:

C1	=	100	µF	40 V elco
C2	=	1	µF	16 V elco
C3,C6	=	47	µF	16 V elco
C4,C8,C10	=	10	µF	16 V elco
C5,C9	=	47	nF	MKH
C7,C11	=	220	nF	MKH

2.13 Universele LF eindversterker

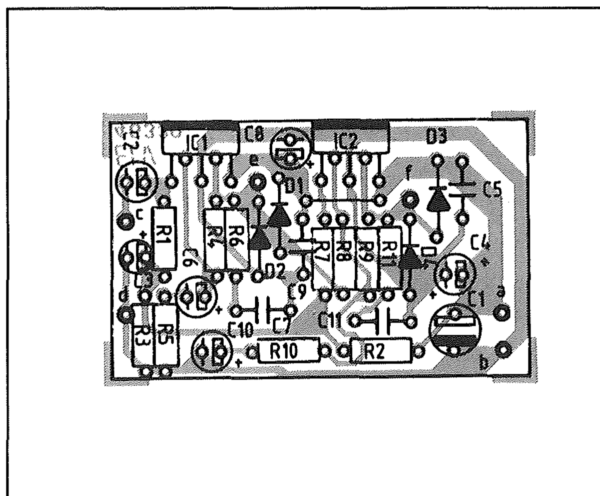
Halfgeleiders:

D1,D2,D3,D4	=	1N4001
IC1,IC2	=	TDA2006

Diversen:
6 x printsoldeerlipje
2 x M3x10 boutje
2 x M3 moertje
2 x M3 veerringetje
1 x koelprofiel (zie tekst)

De bouw van de schakeling

Voor de volledige schakeling is een heel klein printje ontwikkeld, getekend als figuur 4/2.13-7 op de transparante pagina. De componentenopstelling is getekend in figuur 4/2.13-8.



Figuur 4/2.13-8: De componentenopstelling van de print.

Nadat de draadbrug en al het kleine grut is gesoldeerd, worden tot slot de twee IC's loodrecht op de print gemonteerd. Hierbij moet men er voor zorgen dat de metalen lichamen van de onderdelen precies gelijk staan met de rand van de print. Zonder externe koelmaatregelen kunnen de IC's ieder ongeveer 1 W vermogen dissiperen. Bij een gemiddeld rendement van 50 % betekent dit dat ieder IC in staat is 1 W aan de luidspreker te leveren.

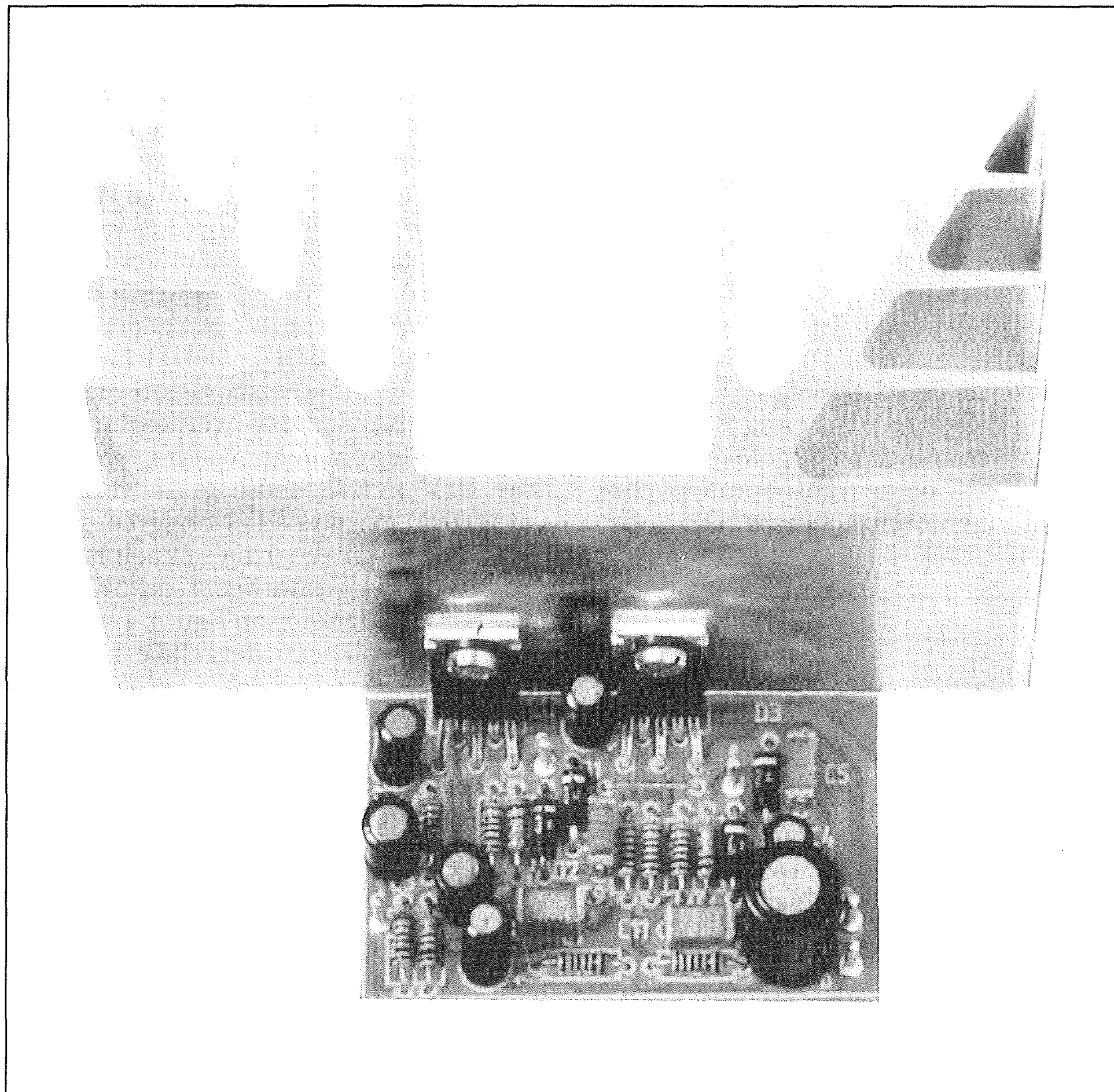
Dat is natuurlijk veel te weinig en vandaar dat het bij alle toepassingen noodzakelijk zal zijn externe koelplaten toe te passen. Bij een uitgangsvermogen van 6 W, gedissipeerd in 8 Ω bij een voeding van 15 V, zal de schakeling in totaal ongeveer 11 W opnemen. In de twee IC's wordt dus ongeveer 5 W verliesvermogen gedissipeerd. Men moet dan een koelplaat monteren met een warmteweerstand van ongeveer 10 K/W. Bij maximaal vermogen, opgewekt bij de maximale voedingsspanning van 30 V in 8 Ω, bedraagt het verliesvermogen in de twee IC's ongeveer 28 W. Men moet dan een grotere koelplaat toepassen, zoals bijvoorbeeld de SK88 van Fischer. Op de foto van figuur 4/2.13-9 is het printje van een dergelijke koelplaat voorzien.

Natuurlijk moet men de metalen lichamen van de twee geïntegreerde eindversterkers eerst insmeren met warmtegeleidende pasta, alvorens men de onderdelen op de koelplaat monteert. Gebruik bij het schroeven ook tandveerringetjes. Zonder dergelijke ringetjes kan een bout-en-moer verbinding op de lange duur losgaan door het voortdurend uitzetten en inkrimpen onder invloed van de temperatuur.

Belangrijke opmerking

Volgens de data-sheet's van een van de fabrikanten van de TDA2006, SGS-Thomson, is het metalen lichaam van de TDA2006 intern verbonden met pen 3, de negatieve voedingsaansluiting. Bij deze toepassing wordt deze pen verbonden met de massa, zodat ook de metalen lichamen op massapotentiaal staan. Het is dan niet noodzakelijk de twee IC's geïsoleerd op een gemeenschappelijk koellichaam te bevestigen.

2.13 Universele LF eindversterker



Figuur 4/2.13-9: Het gemonteerde printje, geschroefd op een koelplaat type SK88, kan het maximale uitgangsvermogen van 35 W leveren.

Volgens onbevestigde berichten zouden er echter ook TDA2006-schakeling van zogenoemde "second source" leveranciers in de handel zijn, waarbij dit niet het geval is. Meestal komt een doe-het-zelver niet met dergelijke schakelingen in aanraking, omdat deze met honderdduizenden tegelijk van een obscure IC-fabrikant aan een even obscure apparaatbouwer geleverd worden. Maar via "restpartij"-aanbiedingen kunnen dergelijke schakelingen toch in de reguliere handel terecht komen. Men doet er dus verstandig aan eerst de weerstand tussen de metalen vin en pen 3 te meten. Is die exact nul ohm, dan kan men de IC's zonder isolatieringetjes

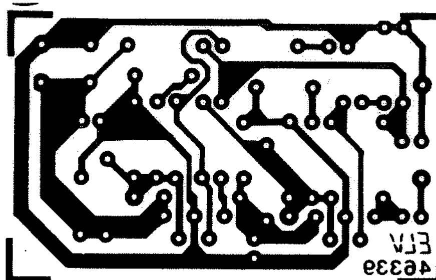
2.13 Universele LF eindversterker

op de koelplaat monteren. In alle andere gevallen moet men de daarvoor in de handel aanwezige isolatie-set's toepassen. Meet nadien met een ohm-meter de weerstand tussen het koellichaam en de metalen vin van de IC's. Deze moet uiteraard oneindig hoog zijn!

Bouwpakket informatie
Als extra service aan de nabouwers van deze schakeling kan nog vermeld worden dat deze universele brugversterker in diverse onderdelenzaken leverbaar is als compleet bouwpakket. De samenstelling van dit bouwpakket, inclusief de print, een grote koelplaat van het type SK88 en twee isolatie-set's voor de IC's, wordt verzorgd door de firma Binell B.V., Postbus 83, 7440 AB Nijverdal, telefoon 05486-17475, fax 05486-12678. Het bouwpakket wordt geleverd onder de bestelcode 10-079-12. Op het genoemde adres kan men alle nodige informatie krijgen over prijzen en verkoopadressen.

2.13 Universele LF eindversterker

2.13 Universele LF eindversterker



Figuur 4/2.13-7: De print van de schakeling.

4/2.14

Ruisarme microfoonversterker

Inleiding

Dynamische microfoons leveren een zeer klein signaal af en zijn uiterst kritisch wat betreft de eerste trappen van hun versterker. Uitgangssignalen van 1 mV zijn eerder regel dan uitzondering en om dit signaal te versterken tot het standaard 0 dB niveau is een zeer hoge versterkingsfactor noodzakelijk. Hoge versterkingsfactoren betekenen echter bijna automatisch erg veel ruis. Zonder speciale ontwerptechnische maatregelen en het gebruik van speciale ruisarme onderdelen zou een voorversterker meer ruis dan signaal produceren! In dit hoofdstuk wordt een eenvoudige, maar zeer hoogwaardige voorversterker beschreven, die speciaal ontwikkeld werd met het oog op het versterken van het signaal van kwalitatief hoogwaardige dynamische microfoons.

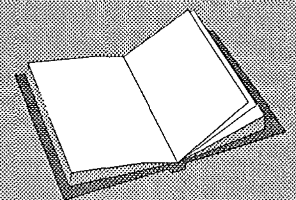
Het verschijnsel ruis

Waardoor is ruis zo'n groot probleem bij dynamische microfoons?

Zelfs als van een ideale, ruisvrije versterker wordt uitgegaan is de impedantie van de microfoon een belangrijke ruisbron. Het is een door de fundamentele natuurkunde bepaald verschijnsel dat er in een weerstand ruis wordt gegenereerd. Deze ruis, die "weerstandsruis" wordt genoemd, is een gevolg van de zogenoemde "Brownse beweging". De atomen van het materiaal waaruit de weerstand is samengesteld trillen als gevolg van hun temperatuur. Door deze trillingen en de daaruit voortvloeiende botsingen kunnen elektronen uit hun atoomverband gestoten worden. Deze elektronen worden vrij en gaan willekeurig door het materiaal bewegen. Hierdoor ontstaan kleine ladingsverschillen in het materiaal, die kleine zuiver statistisch bepaalde spanningen genereren: ruis! De enige manier om deze ruis te onderdrukken is de weerstand afkoelen tot nabij het absolute nulpunt (-273 °C), hetgeen helaas een beetje onpraktisch is. Met ruis moet men dus leren leven!

Moderne dynamische microfoons hebben een impedantie die rond 200 Ω ligt. Bij een bandbreedte van 20 kHz kan wiskundig aangetoond worden dat een dergelijke lage impedantie bij 20 °C per definitie een weerstandsruissignaal genereert van 0,26 µV. Gaat men uit van een gemiddeld uitgangssignaal van 1 mV, dan kan een dergelijke microfoon een maximale

LEES OOK:
Hoofdstuk 3/12.2
Hoofdstuk 4/2.11



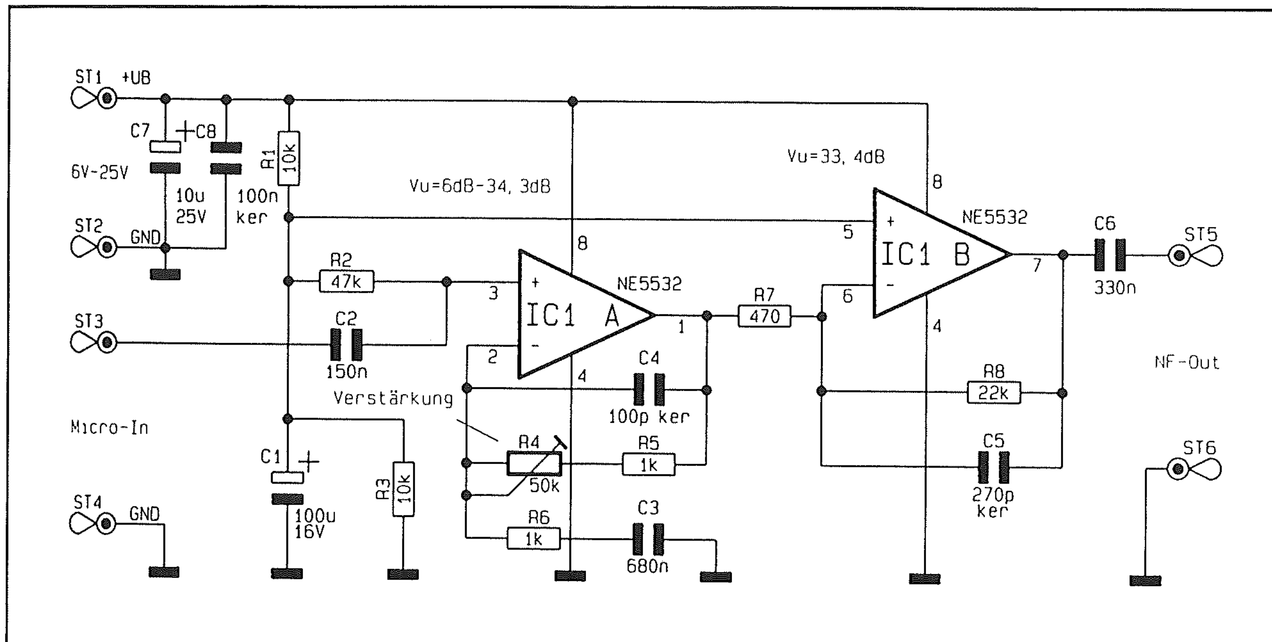
signaal/ruis-verhouding halen van ongeveer 72 dB. In de meeste praktische gevallen zal het uitgangssignaal echter kleiner zijn, zodat de signaal/ruis-verhouding niet boven ongeveer 58 dB komt.
De volgende zwakke schakel in de ketting is de voorversterker. Hoewel er goede ruisarme transistoren te koop zijn, geven deze toch niet de beste resultaten. Ook gewone operationele versterkers laten het wat hun ruiseigenschappen betreft volledig afweten. Gelukkig zijn er tegenwoordig bipolaire IC's te koop, die geoptimaliseerd zijn op minimale eigen ruis. Opgemerkt moet worden dat toepassing van versterkers met FET-ingangen voor dergelijke toepassingen geen enkel voordeel biedt. De weerstand van de generator, de microfoon, is zeer laag en de zeer hoge impedantie van dergelijke versterkers is eerder een sta in de weg dan wat anders.
Rekening houdende met al deze overwegingen hebben de ontwerpers van deze microfoonversterker besloten gebruik te maken van een NE5532 van Philips. Deze versterker werd speciaal ontworpen voor de inzet in professionele geluidsschakelingen en heeft een eigen ruis van slechts 5 nV/Hz^{-2} bij 1 kHz. Vergeleken met de 18 nV/Hz^{-2} van een "gewone" operationele versterker als de TL070 is dat dus een uitstekende waarde!
Naast een zeer lage eigen ruis wordt aan een microfoonversterker de eis van een zeer grote versterkingsfactor gesteld. Om uit het zeer lage uitgangssignaal van een dynamische microfoon het standaard signaal van 775 mV af te leiden moet de versterking gelijk zijn aan ongeveer 58 dB. Ondanks de hoge versterkingsfactor moet een microfoonversterker erg goed bestand zijn tegen oversturingen. Microfoons kunnen immers onverwachte signaalpieken genereren van diverse mV's, die zonder problemen door de schakeling verwerkt moeten worden. Ook hieraan is bij het ontwerpen van de interne schakelingen in de NE5532 alle aandacht besteed.

Technische specificaties
De in dit hoofdstuk voorgestelde ruisarme microfoonversterker voldoet aan alle eisen die aan een professionele schakeling gesteld kunnen worden.
De eigenschappen van de schakeling op een rijtje:
- voedingsspanning: +6 V tot +25 V
- voedingsstroom: gemiddeld 7 mA
- ingangsspanning: 2 mV max.
- ingangsimpedantie: typisch 47 kΩ
- versterking: 40 dB tot 68 dB
- signaal/ruis-afstand: >60 dB
- bandbreedte: 250 Hz tot 20 kHz

Uit deze specificaties kan men zonder meer afleiden dat de schakeling speciaal werd ontworpen voor kritische microfoontoepassingen, waar een grote versterking gekoppeld moet worden aan een zeer lage eigen ruis.
De bandbreedte is met opzet beperkt aan de lage kant om storende geluiden te onderdrukken. Het volstaat echter de waarde van twee condensatoren te veranderen om de bandbreedte te laten doorlopen tot 20 Hz. Omdat dynamische microfoons in de meeste gevallen worden gebruikt voor het versterken van de menselijke stem, en deze toch niet onder 200 Hz komt, wordt afgeraden deze wijzigingen aan te brengen.

Het schema
Het volledig schema van de schakeling is getekend in figuur 4/2.14-1. Het microfoonsignaal wordt asymmetrisch toegevoerd via de klemmen ST4 (massa) en ST3 (signaal).

2.14 Ruisarme microfoonversterker



Figuur 4/2.14-1: Het volledig schema van de microfoonversterker.

Via de scheidingscondensator C2 wordt het signaal rechtstreeks aangeboden aan de niet-inverterende ingang van de eerste trap van de NE5532. Deze ingang wordt via de spanningsdeler R1/R3 ingesteld op de helft van de voedingsspanning. Deze spanning wordt goed ontkoppeld en afgevlakt via de condensator C1. Om het afvloeien van de signaalspanning naar de massa via de lage wisselstroomweerstand van dit onderdeel te vermijden, moet men de weerstand R2 tussenvoegen. Omdat de ingangsimpedantie van het IC vrij hoog is, wordt de ingangsimpedantie van de versterker volledig bepaald door de waarde van de weerstand R2.

De versterking van de eerste trap wordt op de gebruikelijke manier ingesteld door een tegenkoppeling in te bouwen van de uitgang naar de inverterende ingang en de massa. In de leiding naar de massa staat behalve de weerstand R6 ook nog de condensator C3 geschakeld. Dit onderdeel zorgt ervoor dat de versterking voor gelijkspanning gelijk is aan één. Op deze manier kan de schakeling niet geteisterd worden door grote offset-spanningen op de uitgang. De uitgangs-offset is immers door de versterking van één per definitie gelijk aan de ingangs-offset. De wisselspanningsversterking van de eerste trap is instelbaar met behulp van de instelpotentiometer R4 en wel tussen 6 dB (x2) en 33,4 dB (x52). De condensator C4 zorgt ervoor dat hoge frequenties minder versterkt worden en onderdrukt bijgevolg iedere neiging tot oscillatie.

De onderste -3 dB frequentie wordt bepaald door de waarde van de onderdelen R6, C2 en C3. Met de getekende waarden wordt deze frequentie bewust begrensd op 250 Hz. Wie tot 20 Hz wil gaan, kan C2 vervangen door een exemplaar met een waarde van 680 nF en C3 door een exemplaar met een waarde van 10 µF.

Omdat men er zeker van is dat er geen grote gelijkspanningsoffset op de uitgang ontstaat, kan de eerste trap rechtstreeks gekoppeld worden aan de tweede trap. Deze is geschakeld als inverterende ver-

2.14 Ruisarme microfoonversterker

sterker en heeft een vaste versterkingsfactor van 33,4 dB. Deze waarde wordt bepaald door de verhouding tussen de weerstanden R7 en R8. De niet-inverterende ingang wordt rechtstreeks aangesloten op de halve voedingsspanning (knooppunt R1/R3). Ook de tweede trap wordt aan de hoge kant beperkt in bandbreedte door de condensator C5. Met de getekende waarde ligt de -3 dB frequentie bij 27 kHz. Het uitgangssignaal wordt via de scheidingscondensator C6 uitgekoppeld. De uitgang op pen ST5 "zweeft" dus op gelijkspanningsgebied. Als de op de voorversterker volgende mengversterker een "zwevende" ingang heeft, doet men er verstandig aan tussen ST5 en ST6 een weerstandje van 47 kΩ op te nemen. Deze zorgt er dan voor dat de verbinding tussen de uitgang van de voorversterker en de ingang van de mengversterker door middel van een ohmse weerstand aan de massa ligt, zodat er zich nooit of te nimmer restspanningen kunnen opbouwen. Dergelijke spanningen, veroorzaakt door de lekstromen van de condensatoren, kunnen bijvoorbeeld tot vervelende schakelklikken aanleiding geven.
De volledige schakeling kan gevoed worden uit een asymmetrische positieve voedingsspanning tussen +6 V en +25 V. Het zal wel duidelijk zijn dat deze spanning uitermate goed ontkoppeld en ontbromd moet zijn. Vanwege het geringe stroomverbruik van ongeveer 7 mA bij +9 V kan de voedingsspanning afgetapt worden van de bestaande voeding in een mengpaneel.

Onderdelenlijst

Weerstanden, *metaalfilm*, 5 %:

R1,R3	=	10	kΩ
R2	=	47	kΩ
R5,R6	=	1	kΩ
R7	=	470	Ω
R8	=	22	kΩ

Instelpotentiometer, PT10, liggend:

R4	=	50	kΩ

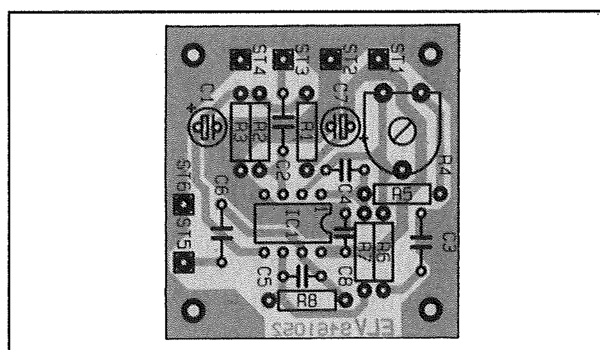
Condensatoren:

C1	=	100	µF	16 V elco
C2	=	150	nF	MKH
C3	=	680	nF	MKH
C4	=	100	pF	ceramisch
C5	=	270	pF	ceramisch
C6	=	330	nF	MKH
C7	=	10	µF	25 V elco
C8	=	100	nF	ceramisch

Halfgeleiders:

IC1	=	NE5532

Diversen:
6 x printsoldeerlipje



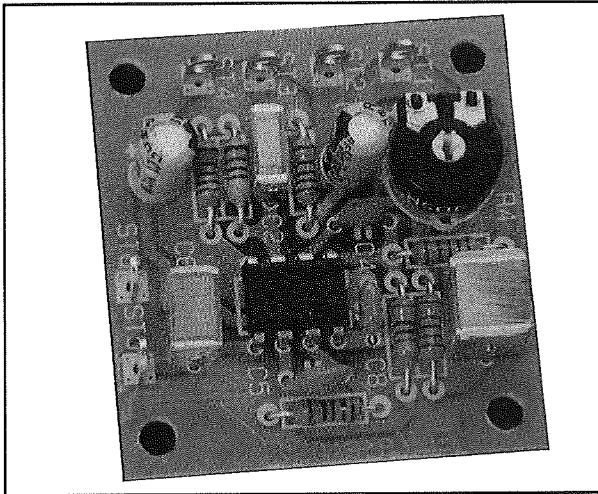
Figuur 4/2.14-3: De componentenopstelling van de voorversterker.

De bouw van de schakeling

De volledige versterker kan ondergebracht worden op het slechts 4 cm bij 4 cm grote printje, dat in figuur 4/2.14-2 op de transparante printpagina wordt voorgesteld. De componentenopstelling is getekend in figuur 4/2.14-3, de compleet gemonteerde print in figuur 4/2.14-4. Over

2.14 Ruisarme microfoonversterker

de nabouw valt niets speciaals te melden en zal door iedereen in minder dan een half uurtje te volbrengen zijn.



Figuur 4/2.14-4: De compleet gemonteerde versterker.

Inbouwvoorschriften

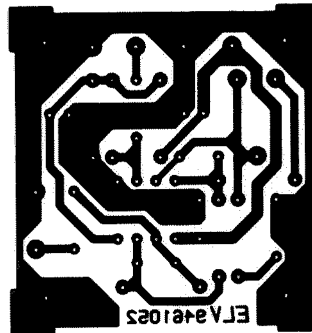
Vanwege de hoge gevoeligheid van de schakeling kan men de print niet op een willekeurige plaats in een mengpaneel monteren. Men moet in ieder geval zo ver mogelijk verwijderd blijven van de voedingstrafo. Te overwegen valt de schakeling in te bouwen in een klein metalen kastje, waarvan het metaal met de massa verbonden wordt. Op deze manier is men er zeker van dat de schakeling ongevoelig is voor externe elektromagnetische velden. De microfoon kan via een 6,3 mm connector en een afgeschermde kabel verbonden worden met de ingang van de versterker. Ook de uitgang moet afgeschermd naar de ingang van het mengpaneel gaan.

Bouwpakket informatie

Als extra service aan de nabouwers van deze schakeling kan nog vermeld worden dat deze professionele microfoonversterker in diverse onderdelenzaken leverbaar is als compleet bouwpakket. De samenstelling van dit bouwpakket, inclusief de print, wordt verzorgd door de firma Binell B.V., Postbus 83, 7440 AB Nijverdal, telefoon 0548-617475, fax 0548-612678. Het bouwpakket wordt geleverd onder de bestelcode 17049. Op het genoemde adres kan men alle nodige informatie krijgen over prijzen en verkoopadressen.

2.14 Ruisarme microfoonversterker

2.14 Ruisarme microfoonversterker



Figuur 4/2.14-2: De print van de schakeling.

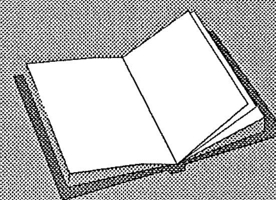
4/2.15

Infrarode, FM-gemoduleerde draadloze AF-link

Inleiding
Wie de term "infrarode draadloze AF-link" leest, denkt natuurlijk onmiddellijk aan draadloze hoofdtelefoon. Niet onterecht, want deze dingen werken tegenwoordig allemaal met infrarood. Op de hier gepubliceerde schakeling kan men zonder meer een hoofdtelefoon aansluiten.
Een losse draadloze link heeft echter nog heel wat meer toepassingen, zeker als het bereik niet minder dan 15 m bedraagt! Met een dergelijke afstand kan gemakkelijk een straat overbrugd worden en dus kan men denken aan het toepassen als draadloze babyfoon van het ene huis naar het andere, zonder dat men geplaagd wordt door de gebruikelijke storingen die eigen zijn aan babyfoons die via het lichtnet met elkaar communiceren. Bovendien is het nog maar helemaal de vraag of men met een dergelijk apparaat de lange afstand van het ene huis naar een huis aan de overkant van de straat kan overbruggen!
Een andere toepassing is het verzenden van het geluid van een of meerdere microfoon(s) van een podium naar de technicus, die meestal achter in de zaal zit. In de meeste gevallen gebruikt men hiervoor dure symmetrische kabel, die vaak toch nog storingen van aanwezige dimmers voor de spot's oppikt. Met een infrarode, frequentie-gemoduleerde verbinding gaat dit absoluut storingsvrij en is men verlost van het leggen en vastplakken van tientallen meter kabel.

Technische specificaties
De in dit hoofdstuk gepubliceerde schakeling heeft de volgende specificaties:
- **Algemeen:**
  - bereik: 12 tot 17 m
  - modulatievorm: FM
  - draaggolf-frequentie: +/-170 kHz
  - frequentie-afwijking: max. +/-35 kHz
  - vervorming: <1 % bij 500 mV
  - versterking: 0 dB
- **Zender:**
  - golflengte: 950 nm
  - openingshoek: min. +/-17°
  - voedingsspanning: 10,5 V tot 25 V
  - voedingsstroom: 125 mA
- **Ontvanger:**
  - maximale gevoeligheid: 950 nm

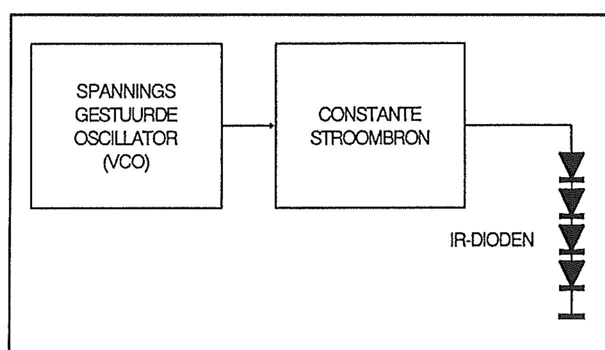
LEES OOK:
Hoofdstuk 3/3.12
Hoofdstuk 3/16
Hoofdstuk 4/14.27
Hoofdstuk 6/7.7
Hoofdstuk 6/7.8



2.15 Infrarode, FM-gemoduleerde draadloze AF-link

- bandbreedte:
  20 Hz tot 20 kHz (-2 dB)
- uitgangsimpedantie: 1 kΩ
- voedingsspanning: 10,5 V tot 25 V
- voedingsstroom: 30 mA

De twee schakelingen zijn met goed verkrijgbare onderdelen opgebouwd en vereisen géén afregeling. Een goede werking is dan ook gegarandeerd bij zorgvuldige nabouw.



Figuur 4/2.15-1: Het blokschema van de zender.

Blokschema's

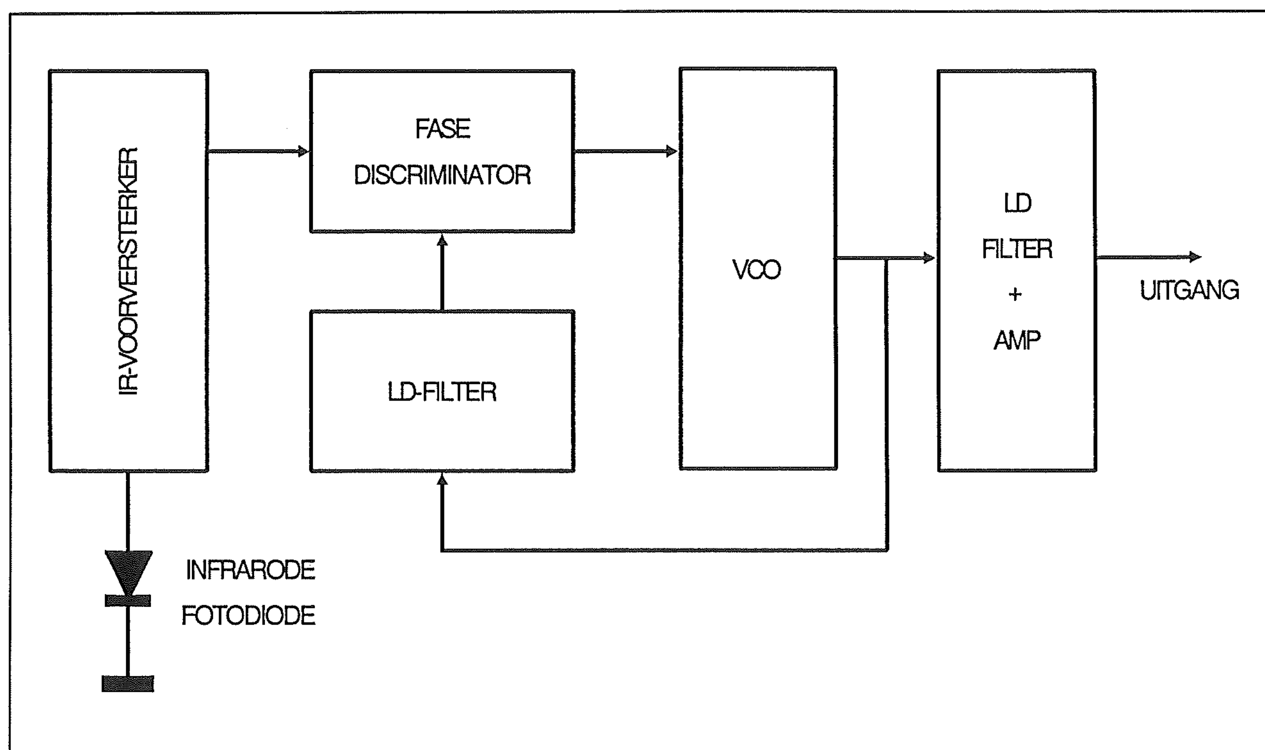
Het blokschema van de zender is getekend in figuur 4/2.15-1. Hart van de schakeling is een spanningsgestuurde oscillator VCO, die oscilleert op een frequentie van ongeveer 170 kHz. Deze frequentie ligt ver genoeg boven de laagfrequente bandbreedte om storingen door kruismodulatie te voorkomen. Het zendsignaal wordt aan de stuuringang van deze VCO toegevoegd. De amplitude van dit signaal bepaalt de frequentie-afwijking van de oscillator. De VCO levert een rechthoekvormige spanning af, die een constante stroombron stuurt. Als de oscillator een "L" levert, zal de stroom van deze bron nul zijn. Levert de VCO een "H" af, dan zal de stroombron een stroom van ongeveer 250 mA door de vier infrarode LED's sturen. Dank zij deze hoge pulsstroom zenden de dioden een behoorlijke hoeveelheid licht uit en wordt het bereik een meter of vijftien.

In figuur 4/2.15-2 is het blokschema van de ontvanger getekend. Aan de ingang van de schakeling staat een zeer gevoelige infrarode fotogevoelige diode, die wordt aangesloten op een voorversterker. Deze heeft een zeer grote versterkingsfactor, hetgeen vanwege de frequentie modulatie natuurlijk geen enkel probleem is, integendeel! Nadien volgt een frequentie demodulator, uitgevoerd onder de vorm van een PLL, een "phase locked loop". Hart van deze schakeling is een VCO, die in ongestuurde toestand oscilleert op dezelfde frequentie als de draaggolf van de zender. Het uitgangssignaal van deze oscillator wordt in fase vergeleken met het ontvangen signaal. Hieruit kan informatie afgeleid worden uit het frequentieverschil tussen de eigen oscillator en het ontvangen signaal. Dit verschil wordt omgezet in een stuurspanning voor de VCO. De VCO zal dus altijd de frequentie van het ontvangen signaal volgen. Hieruit volgt, dat de grootte van de regelspanning recht evenredig is met de frequentie-afwijking van het ontvangen signaal en dus een maat is voor het uitgezonden laagfrequent signaal. Dit stuursignaal van de VCO bevat dus de uitgezonden informatie. Omdat dit signaal echter pulsvormig is, moet het door een scherp afsnijdend laagdoorlaat filter gevoerd worden om de sinusvorm van het uitgezonden signaal terug te winnen. Via een eenvoudig eindversterkertje staat het ontvangen laagfrequent signaal ter beschikking.

Het schema van de zender

Het volledig uitgewerkt schema van de zender is getekend in figuur 4/2.15-3. Hart van de schakeling is het bekende en zeer goedkope PLL-IC CD4046.

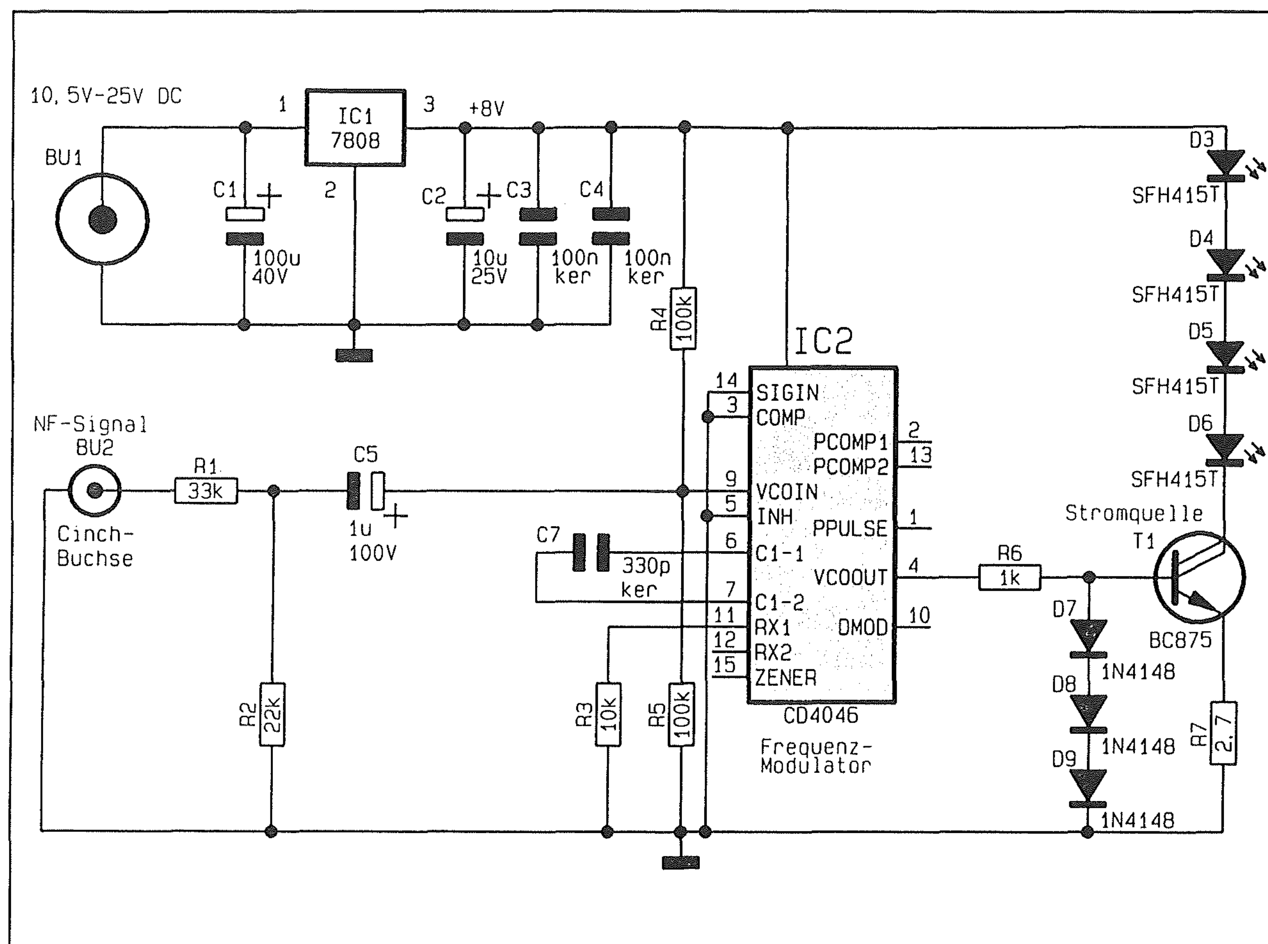
2.15 Infrarode, FM-gemoduleerde draadloze AF-link



Figuur 4/2.15-2: Het blokschema van de ontvanger.

Dit IC bevat twee fase-detectoren en een spanningsgestuurde oscillator. In deze schakeling wordt natuurlijk alleen de VCO gebruikt. De draaggolf-frequentie wordt bepaald door de waarde van de condensator C7 en de weerstand R3. De frequentie-afwijking wordt gegeven door de stuurspanning op pen 9. Deze pen wordt door middel van de spanningsdeler R4/R5 ingesteld op de helft van de voedingsspanning. Op deze instelspanning wordt de uit te zenden informatie aangeboden en wel via de spanningsdeler R1/R2 en de scheidingscondensator C5. De oscillator in de CD4046 werkt zeer lineair, zodat de frequentie-afwijking van het uitgangssignaal op pen 4 proportioneel is met de momentele grootte van het ingangssignaal. De constante stroombron wordt op een wel zeer eenvoudige manier samengesteld rond de darlington T1. In de emitter staan een kleine weerstand R7. De waarde van dit onderdeel bepaalt de maximale stroom die door de halfgeleider kan vloeien. Wordt de basis positief gestuurd, dan gaat de darlington geleiden. De collectorstroom wekt over de weerstand R7 een bepaalde spanning op. Tussen de basis en de massa staan echter drie in serie geschakelde silicium dioden geschakeld. De spanning op de basis wordt dus begrensd tot ongeveer 3 x 0,65 V = 1,95 V. Tussen de basis en de massa staan echter anderzijds twee spanningen in serie, namelijk de geleidingsspanning van de basis/emitter overgang en de spanningsval over R7. Het zal duidelijk zijn dat de som van deze spanningen ook gelijk moet zijn aan de reeds genoemde 1,95 V. De basis/emitter spanning van een geleidende darlington bedraagt ongeveer 1,3 V. Over de weerstand van 2,7 Ω valt dus 0,65 V. Hieruit volgt dat de stroom ongeveer gelijk is aan 250 mA.

2.15 Infrarode, FM-gemoduleerde draadloze AF-link



Figuur 4/2.15-3: Het volledig schema van de zender.

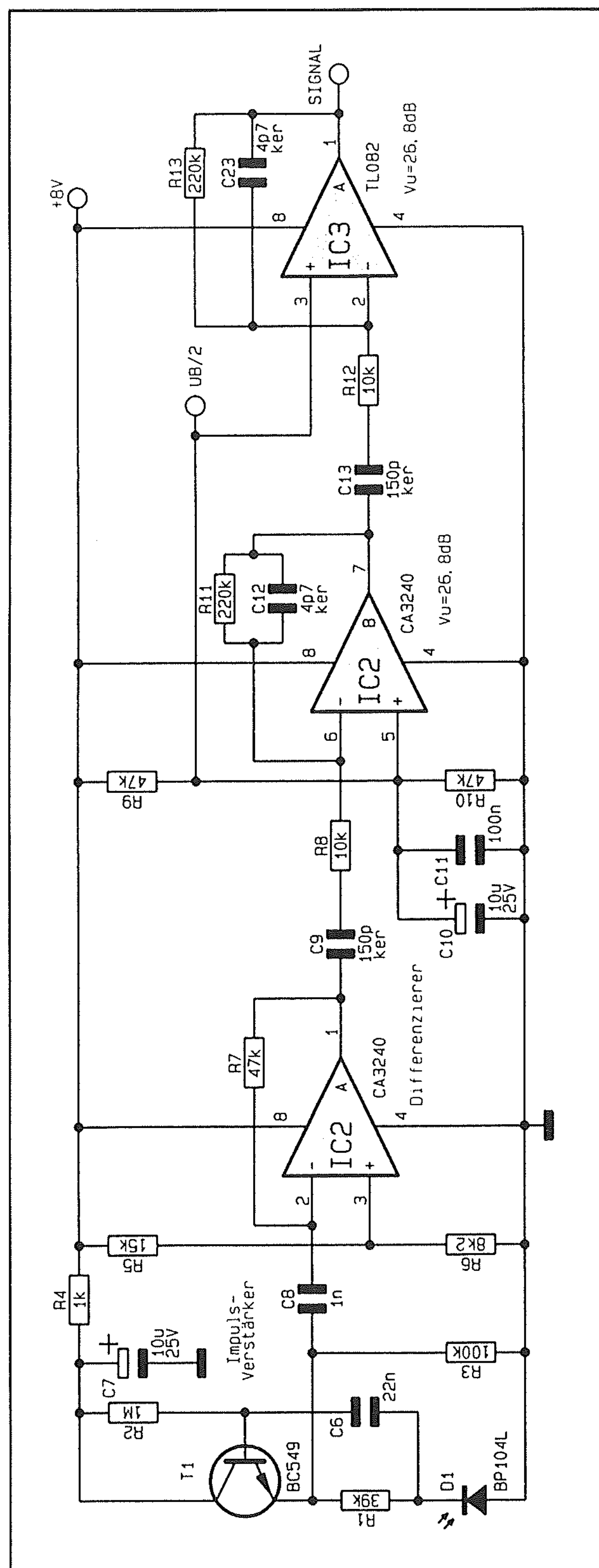
De CD4046 wekt een symmetrische rechthoekspanning op. Dat betekent dat de LED's gedurende de helft van de tijd niet worden gestuurd en gedurende de andere helft van de tijd een stroom van ongeveer 250 mA moeten verdragen. De gemiddelde stroom die de zender uit de voeding opneemt bedraagt dus ongeveer 125 mA. De volledige schakeling wordt gevoed uit een gestabiliseerde spanning van +8 V. Deze wordt afgeleid uit de ongestabiliseerde spanning via de geïntegreerde stabilisator IC1. Deze is, zoals gebruikelijk, zowel aan de in- als aan de uitgang goed ontkoppeld met een stelletje condensatoren.

Men kan de 7808 voeden met een minimale spanning van +10,5 V en met een maximale spanning van +25 V. Hoe hoger de spanning, hoe meer vermogen er echter in de stabilisator verloren gaat! Vandaar dat wordt aanbevolen de zender te voeden met een spanning van +12 V.

De schakeling van de voorversterker van de ontvanger

Het meest kritische deel van het ontwerp is de voorversterker van de ontvanger. Het schema van deze versterker is getekend in figuur 4/2.15-4. De infrarood gevoelige fotodiode D1 is speciaal ontworpen voor dit soort toepassingen.

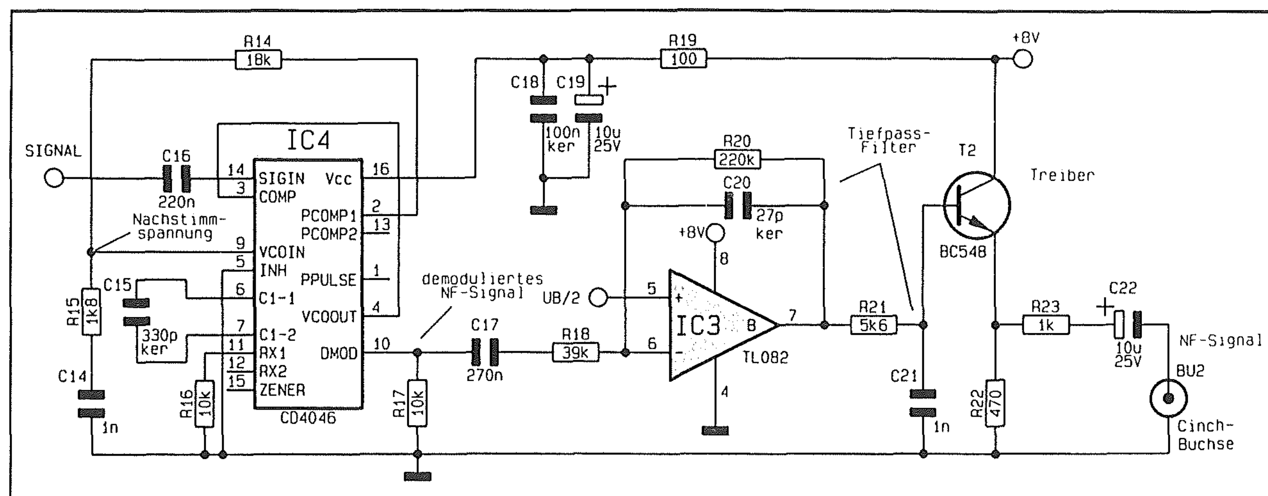
2.15 Infrarode, FM-gemoduleerde draadloze AF-link



Figuur 4/2.15-4: Het schema van de voorversterker van de ontvanger.

De diode is voorzien van een grote lens, die het invallend licht bundelt op het gevoelig oppervlak en van een daglicht filter, dat alle golflengten buiten het infrarode gebied zo veel mogelijk spert. De diode is opgenomen in een emitter-schakeling rond de transistor T1. De weerstanden R1 tot en met R3 stellen het werkpunt van de diode in. Wordt de diode getroffen door infrarood licht, dan gaat deze geleiden. De spanningsval, die daarvan het gevolg is, wordt via de condensator C6 doorgekoppeld naar de basis van de transistor. De transistor gaat geleiden, met als gevolg dat er een spanning verschijnt op de emitter. Deze puls wordt via de scheidingscondensator C8 doorgekoppeld naar de ingang van de als differentiator geschakelde operationele versterker IC2A. Voornaamste eigenschap van deze differentiërende versterker is, dat alleen snelle pulsen worden doorgekoppeld naar de uitgang. Stoorpulsen, die minder snel zijn, bijvoorbeeld afkomstig van TL-buizen, worden op deze manier doeltreffend onderdrukt. De naaldvormige pulsen die op de uitgang van de differentieerder verschijnen, worden aangeboden aan de als inverterende versterker geschakelde operationele versterker IC2B. In de ingang staat een hoogdoorlaat filter C9/R8, ingesteld op een grensfrequentie van 100 kHz, hetgeen zorg draagt voor een verdere verzwakking van frequentie die kleiner zijn dan het werkgebied van de schakeling. De spanningsversterking van deze trap wordt ingesteld door de weerstanden R8 en R11 en bedraagt ongeveer 26,8 dB. Door middel van de spanningsdeler R9/R10 wordt de versterker ingesteld op de helft van de voedingsspanning. Vanwege de hoge versterking van deze trap, is het absoluut noodzakelijk dat deze instelspanning vrij is van alle stoorsignalen.

2.15 Infrarode, FM-gemoduleerde draadloze AF-link



Figuur 4/2.15-5: Het schema van de FM-demodulator van de ontvanger.

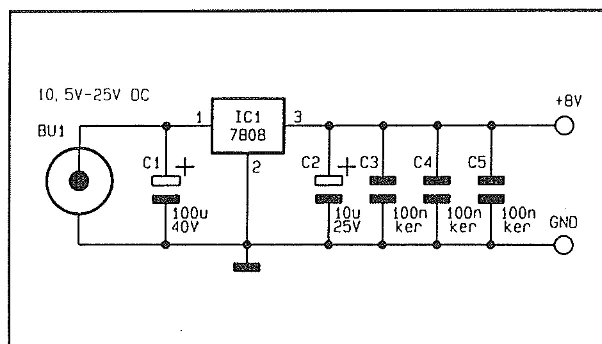
Vandaar dat de niet-inverterende ingang van IC2B rechtstreeks naar de massa wordt ontkoppeld door de twee condensatoren C10 en C11. De spanning op dit punt wordt ook gebruikt voor het instellen van de tweede versterker en van de eindversterker. Dat is de tweede reden waarom deze spanning zo goed ontkoppeld moet worden.
Na deze eerste versterkertrap volgt een tweede rond IC3A, die volledig identiek is opgebouwd. Ook nu staat er een hoogdoorlaat filtertje aan de ingang en ook nu ligt de versterkingsfactor vast op 26,8 dB.

Van FM naar AF

Het met meer dan 50 dB versterkte ontvangen zendersignaal is nu klaar om te worden gedemoduleerd. Het schema van de FM-demodulator is getekend in figuur 4/2.15-5. Het ligt voor de hand hiervoor een CD40467 te gebruiken. Het uitgangssignaal van de voorversterkers wordt via de scheidingscondensator C16 aangeboden aan een van de ingangen van de ingebouwde fase-comparator. De tweede ingang van deze comparator (pen 3) is rechtstreeks verbonden met de uitgang (pen 4) van de ingebouwde VCO. Deze VCO wordt op precies dezelfde manier ingesteld als deze van de zender, dus door een condensator C15 van 330 pF en een weerstand R16 van 10 kΩ. Op deze manier is men er zeker van dat de twee rustfrequenties zo identiek mogelijk zijn. De uitgangsspanning van de fase-vergelijker (pen 2) stuurt de stuuringang (pen 9) van de VCO. Omdat pen 9 echter een pulsvormige spanning levert en de VCO natuurlijk met een gelijkspanning gevoed wil worden, is een filtertje tussen geschakeld. Dit filter bestaat uit de onderdelen R14, R15 en C14. De stuurspanning van de VCO, aangeboden op pen 9, is een maat voor het uitgezonden signaal. Deze stuurspanning wordt intern nog enigszins bewerkt en als gedemoduleerde spanning op pen 10 aangeboden. Dit signaal gaat naar de inverterende versterker IC3B, die ingesteld staat op een versterkingsfactor van ongeveer 15 dB.
Rond deze versterker is echter ook een laagdoorlaat filter aanwezig met een grensfrequentie van 26 kHz, waarvoor de condensatoren C17 en C20 verantwoordelijk zijn. Dit filter filtert alle restanten van de draaggolf uit het signaal, zodat op de uitgang van de versterker alleen het

2.15 Infrarode, FM-gemoduleerde draadloze AF-link

originele LF-signaal van de zender overblijft. De versterker wordt ingesteld op de helft van de voedingsspanning, waarvoor de reeds eerder besproken spanningsdeler R9/R10 verantwoordelijk is. Het uitgangssignaal van de versterker gaat naar een tweede laagdoorlaat filter (R21/C21) en wordt nadien via een emittervolger aan de buitenwereld aangeboden. Deze uitkoppeling is capacitief (C22), zodat het uitgangssignaal keurig symmetrisch ten opzichte van de massa verloopt.



Figuur 4/2.15-6: De voeding voor de ontvanger.

De voeding van de ontvanger

De voeding voor de ontvanger is getekend in figuur 4/2.15-6. Ook nu wordt de schakeling gevoed uit een gestabiliseerde spanning van +8 V, die door middel van een 7808 wordt gegenereerd uit een ongestabiliseerde spanning tussen +10,5 V en +25 V. Vanwege de hoge gevoeligheid van met name de voorversterker moet de gestabiliseerde spanning extreem goed ontkoppeld worden. Vandaar de drie ***keramische*** condensatoren C3, C4 en C5, die over de print verspreid de voeding ontkoppelen naar de massa. Om de met snelle hoogfrequent pulsen werkende demodulator helemaal te scheiden van de voorversterkers, wordt de CD4046 via een eigen RC-filter uit de +8 V gevoed. Hiervoor zijn de onderdelen R19, C18 en C19 verantwoordelijk.

Onderdelenlijst zender

Weerstanden, 1/4 W, 1 %:

R1	=	33	kΩ
R2	=	22	kΩ
R3	=	10	kΩ
R4,R5	=	100	kΩ
R6	=	1	kΩ
R7	=	2,7	kΩ

Condensatoren:

C1	=	100	μF	40 V elco
C2	=	10	μF	25 V elco
C3,C4	=	100	nF	ceramisch
C5	=	1	μF	100 V elco
C7	=	330	pF	ceramisch

Halfgeleiders:

D3-D6	=	SFH415T
D7-D9	=	1N4148
T1	=	BC875
IC1	=	7808
IC3	=	CD4046

Diversen:

1 x cinch-connector print
1 x 3,5 mm connector print
1 x M3x5 boutje
1 x M3 moertje

Onderdelenlijst ontvanger

Weerstanden, 1/4 W, 5 %:

R1,18	=	39	kΩ
R2	=	1	MΩ
R3	=	100	kΩ
R4,R23	=	1	kΩ
R5	=	15	kΩ
R6	=	8,2	kΩ
R7,R9,R10	=	47	kΩ

2.15 Infrarode, FM-gemoduleerde draadloze AF-link

R8,R12,R16,R17	=	10	kΩ	
R11,R13,R20	=	220	kΩ	
R14	=	18	kΩ	
R15	=	1,8	kΩ	
R19	=	100	Ω	
R21	=	5,6	kΩ	
R22	=	470	Ω	

Condensatoren:

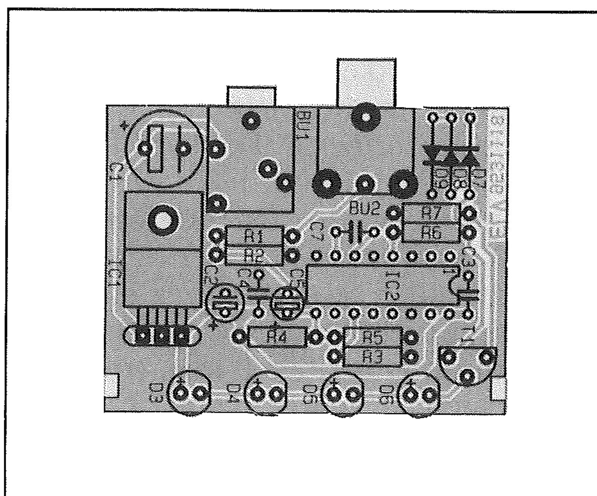
C1	=	100	µF	40 V elco
C2,C7,C10, C19,C22	=	10	µF	25 V elco
C3,C4, C5,C18	=	100	nF	ceramisch
C6	=	22	nF	MKH
C8,C14,C21	=	1	nF	MKH
C9,C13	=	150	pF	ceramisch
C11	=	100	nF	MKH
C12,C23	=	4,7	pF	ceramisch
C15	=	330	pF	ceramisch
C16	=	220	nF	MKH
C17	=	270	nF	MKH
C20	=	27	pF	ceramisch

Halfgeleiders:

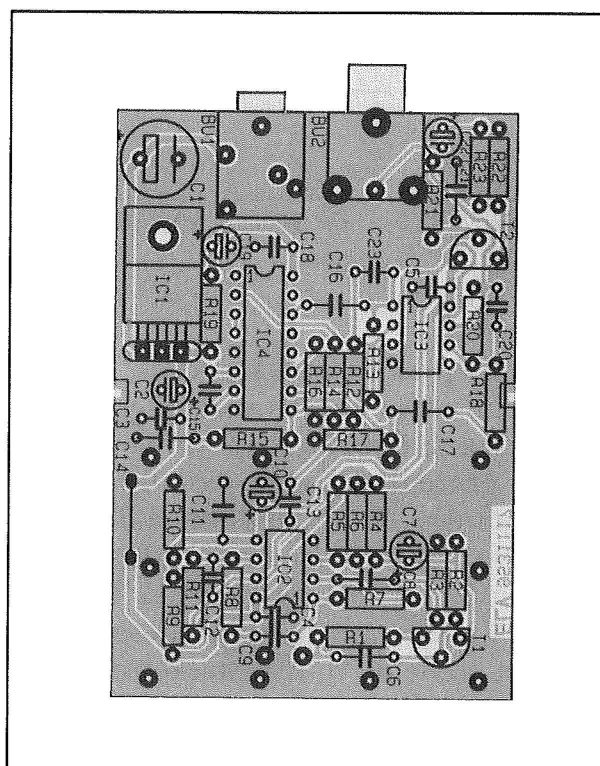
D1	=	BP104L
T1	=	BC549
T2	=	BC548
IC1	=	7808
IC2	=	CA3240
IC3	=	TL082
IC4	=	CD4046

Diversen:
1 x cinch-connector print
1 x 3,5 mm connector print
1 x M3x5 boutje
1 x M3 moertje

De bouw van de schakeling
De zender en de ontvanger kunnen ondergebracht worden op de twee kleine printjes van figuur 4/2.15-7, op de transparante print-pagina.



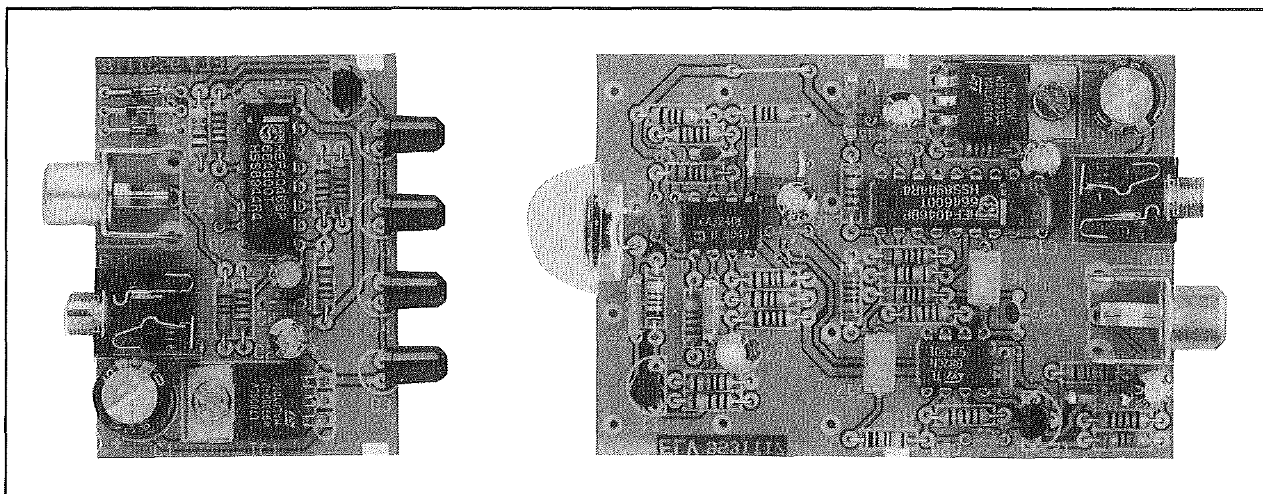
Figuur 4/2.15-8: De componentenopstelling van de zender.



Figuur 4/2.15-9: De componentenopstelling van de ontvanger.

De componentenopstelling van de zender is getekend in figuur 4/2.15-8, die van de ontvanger in figuur 4/2.15-9.

2.15 Infrarode, FM-gemoduleerde draadloze AF-link



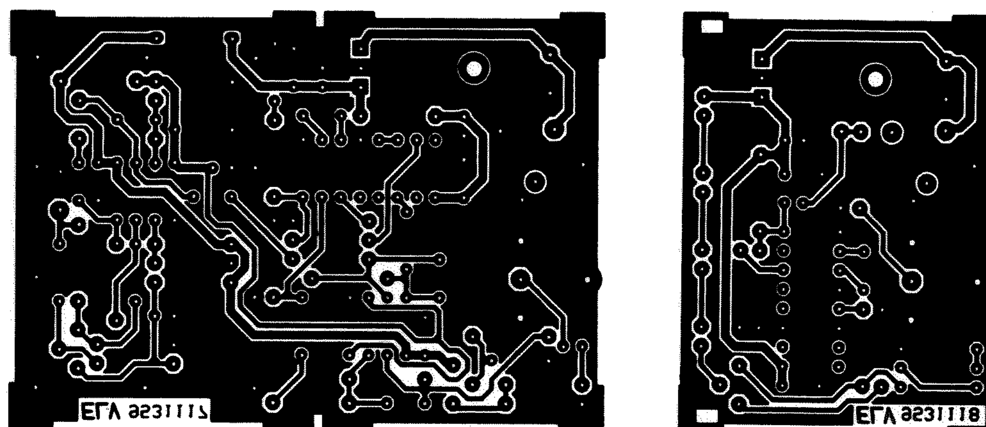
Figuur 4/2.15-10: De twee kompleet gemonteerde printen.

Let op dat alle weerstanden van de zender één-procentige metaalfilmweerstanden moeten zijn.
De stabilisator wordt met een M3x5 boutje en een dito moertje op de print bevestigd, waarbij natuurlijk de drie aansluitdraadjes onder een hoek van 90 graden gebogen moeten worden. Bij de ontvanger moet men letten op de polariteit van de infrarood gevoelige diode. Dit onderdeel is standaard voorzien van een lens. Op de achterzijde van de behuizing staat een zwart puntje. Deze duidt de kathode van de diode aan. De draadjes van de fotodiode moeten met stukjes montagedraad worden verlegd, zodat het onderdeel keurig loodrecht ten opzichte van het oppervlak van de print gemonteerd kan worden. Tot slot geeft de foto van figuur 4/2.15-10 een impressie van de kompleet gemonteerde schakelingen.

Bouwpakket informatie
Als extra service aan de nabouwers van deze schakeling kan nog vermeld worden dat deze infrarode, FM-gemoduleerde draadloze AF-link in diverse onderdelenzaken leverbaar is als compleet bouwpakket. De samenstelling van dit bouwpakket, inclusief de twee printen, wordt verzorgd door de firma Binell B.V.,
Postbus 83, 7440 AB Nijverdal,
telefoon 0548-617475,
fax 0548-612678.
Het bouwpakket wordt geleverd onder de bestelcode 13-188-25.
Op het genoemde adres kan men alle nodige informatie krijgen over prijzen en verkoopadressen.

2.15 Infrarode, FM-gemoduleerde draadloze AF-link

2.15 Infrarode, FM-gemoduleerde draadloze AF-link



Figuur 4/2.15-7: De printen van de zender en de ontvanger.

4/2.16

Basisbreedte regeling voor beter stereo-TV geluid

Inleiding

Moderne TV-toestellen zijn voorzien van een audio-uitgang, meestal bestaande uit twee cinch-busjes waarop de linker en rechter geluidssignalen ter beschikking staan. Als de TV centraal staat opgesteld ten opzichte van de twee luidsprekerboxen van het Hifi-systeem is de verleiding groot om de audio-uitgangen van de TV aan te sluiten op de line-ingang van de versterker en het geluid van de TV via de boxen van het geluidssysteem weer te geven. Zeker voor films met stereo-geluid is het effect spectaculair! Niet te vergelijken met het afgeknepen stereo-beeld dat de twee veel te dicht bij elkaar staande speakers in de TV genereren. En als de geluidsinstallatie bovendien is uitgebreid met een moderne Dolby Surround Sound Pro Logic decoder die twee extra achter de kijker(s) geplaatste boxen aanstuurt, beleeft men thuis dezelfde sensatie als in de bioscoop.

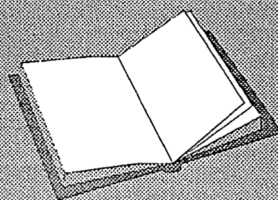
Dat systeem werkt dus prima voor films, maar voldoet niet zo erg voor programma's waarbij het geluid eigenlijk uit het scherm zou moeten komen. Bij het nieuws, actualiteiten- en praatprogramma's ontstaat vaak een hinderlijk "gat" in het geluidsbeeld. De stem van de mensen in het beeld, die de kijkers frontaal toespreken, lijkt ergens in de ruimte te zweven. Natuurlijk kan men dit probleem oplossen door uitvoerig te gaan experimenteren met de balansinstellingen tussen de vier eindversterkers, of het eigen geluid van het TV apparaat dan maar weer inschakelen, maar ideaal werkt dit niet.

Het kan ook anders! Met de in dit hoofdstuk beschreven zeer eenvoudige schakeling kan men de basisbreedte van het stereo-beeld instellen. Door de scheiding tussen het linker en rechter kanaal iets te verkleinen, kan het hinderlijke "gat" in het geluidsbeeld "opgevuld" worden, waardoor frontaal in het beeld staande sprekers/sters weer een stemgeluid krijgen, dat een duidelijke plaats heeft.

Ruimtelijke weergave

Een mens kan ruimtelijk horen, dat wil zeggen de plaats waar een bepaald geluid vandaan komt bepalen, door het simpele feit dat hij/zij twee oren heeft. Hoe het nu precies komt, dat men met behulp van twee oren zo ongelooflijk nauwkeurig ruimtelijk kan horen, is nog niet helemaal

LEES OOK:
Hoofdstuk 3/7.1
Hoofdstuk 3/7.7

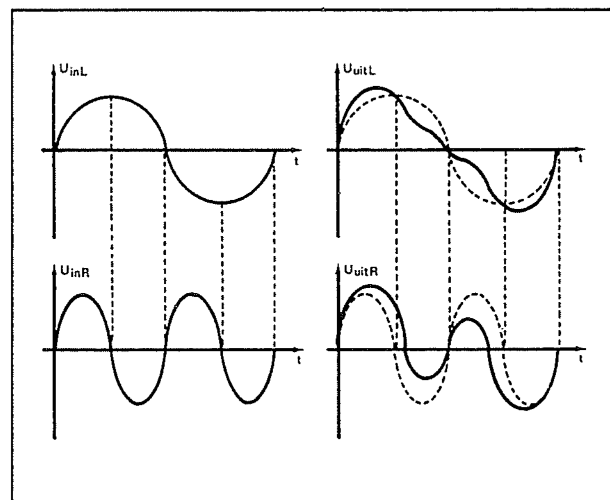


2.16 Basisbreedte regeling voor beter stereo-TV geluid

duidelijk maar de meest voor de hand liggende reden is dat de weg, die de geluidsgolven moeten afleggen van de bron naar de twee oren, niet even lang is. Bovendien zijn oren gerichte geluidsontvangers, zodat de geluidsinformatie, die beide oren opvangen, niet exakt gelijk is. Door dit verschil in ontvangen informatie en natuurlijk door de combinatie van horen en zien, kan men de plaats bepalen van het voorwerp, dat geluid produceert. De techniek heeft niet stilgestaan, dus heeft men een systeem ontwikkeld dat de mens in staat stelt ingeblikt geluid, dus elektronisch gereproduceerd geluid, ook ruimtelijk te kunnen weergeven. De techniek, die dat mogelijk maakt, heet stereofonie. Bij dit systeem wordt het geluid opgevangen door middel van twee registratoren. Bij het weergeven worden deze twee gescheiden signalen opgepikt door geschikte receptoren en afzonderlijk versterkt en door luidsprekers weergegeven. Het zal duidelijk zijn dat het bij dit systeem de bedoeling is, dat de informatie die in de studio door middel van de ene registrator wordt opgepikt, bij de luisteraar ook door middel van één weergever wordt weergegeven. Met andere woorden, de informatie die door het linker kanaal wordt geregistreerd, moet door de linker luidspreker worden weergegeven. Hetzelfde geldt natuurlijk ook voor de geluidsinformatie, die door de rechter registrator wordt opgepikt. Die moet volledig en alleen door de rechter luidspreker worden weergegeven.

Overspraak en kanaalscheiding

Zoals uit de eerste paragraaf volgt, wordt het ruimtelijk weer te geven signaal getransporteerd tussen de geluidsbron en de luisteraar door middel van twee kanalen, een linker en een rechter kanaal. Als het goed is, dan mag de informatie van het linker kanaal niet in het rechter kanaal verschijnen, en omgekeerd. In principe zou dus de scheiding tussen linker en rechter kanaal 100 % moeten zijn. In realiteit is het echter zo, dat nooit aan die eis voldaan kan worden, omdat de technische procédé's met wiens hulp men de twee geluidssignalen registreert, transporteert en weergeeft, hun beperkingen hebben.



Figuur 4/2.16-1: Het principe van overspraak, op een grafische manier verduidelijkt. Een gedeelte van het rechter signaal zal terug te vinden zijn op de uitgang van het linker systeem, een gedeelte van het linker signaal verschijnt op de rechter uitgang. Door deze vermenging van beide kanalen zal het geluidsbeeld vertroebeld worden.

Met andere woorden, een gedeelte van het linker kanaal dringt door in het systeem van het rechter kanaal en ook omgekeerd. Het gevolg is, dat de kanaalscheiding niet meer 100 % zal zijn. In figuur 4/2.16-1 is getekend wat dit in de praktijk

2.16 Basisbreedte regeling voor beter stereo-TV geluid

tot gevolg heeft. Links zijn twee volledig gescheiden signalen getekend, voorstellende twee geluidsinformaties. Deze twee signalen worden door een opname- en weergaveketen gestuurd. Rechts is weergegeven, hoe die twee signalen uit dat systeem komen. De gestippelde curves geven de ideale situatie weer. Het linker kanaal is volledig identiek aan het linker ingangssignaal. Hetzelfde geldt voor het rechter kanaal. Met de volle lijnen is de invloed van de niet 100-procentige kanaalscheiding getekend. Op het linker uitgangssignaal treft men een gedeelte van het rechter signaal aan.
Nu zal het duidelijk zijn, dat men streeft naar een zo gering mogelijke onderlinge beïnvloeding van de beide kanalen. De mate waarin de twee kanalen elkaar beïnvloeden wordt aangegeven met het begrip ***overspraak***. De overspraak wordt aangegeven in een aantal dB. Hoe meer dB, hoe minder de overspraak en hoe kleiner het gedeelte van het ene kanaal, dat men terug vindt in het andere kanaal.

Het "gat" in het geluidsbeeld
In de vorige paragrafen is verklaard waarom het noodzakelijk is, dat uit de luidsprekers precies dezelfde informatie komt als in de beide microfoons werd gestuurd. Maar, hoe vreemd het ook mag lijken, zelfs in het praktisch niet realiseerbare ideale geval van 100 % kanaalscheiding kan het voorkomen dat het ruimtelijk geluidsbeeld, zoals dat ontstaat bij de reproduktie van muziek, niet bevredigend klinkt. Dit wordt veroorzaakt door het simpele feit dat de ruimte, waarin men de muziek beluistert, niet gelijk is aan de ruimte, waarin de muziek werd opgenomen. Bovendien is de plaats van de luidsprekers bij de luisteraar niet gelijk aan de plaats van de microfoons bij de opname.
Het gevolg van een en ander kan zijn dat er bij het beluisteren van een opname een soort "gat" ontstaat in het geluidsbeeld. Met ander woorden, als men bijvoorbeeld een concert beluisterd, dan kan het voorkomen dat het lijkt alsof het orkest in twee gedeelten gesplitst is. Een groepje muzikanten zit rond de linker luidspreker, dan is er niets en het andere groepje muzikanten heeft zich verzameld rond de rechter speaker. Hoewel deze onvolmaaktheden altijd opgelost kunnen worden door te experimenteren met de plaats van de geluidsweergevers, staan allerlei praktische bezwaren de juiste plaatsing van de luidsprekers in de weg. In zo'n geval kan het kunstmatig vergroten van de overspraak uitkomst brengen. Men gaat dan een gedeelte van het linker geluidssignaal mengen met het rechter kanaal, en een gedeelte van het rechter geluidssignaal mengen met het linker kanaal. Door deze kunstmatige invoering van overspraak zal als het ware de plaats van de luidsprekers aangepast worden aan de plaats waar men de microfoons in de opnamestudio had neergezet.

Basisbreedte
Door ***basisbreedte*** wordt het weergegeven geluidsbeeld gedefinieerd. Als, naar de persoonlijke smaak van de luisteraar, het ruimtelijke geluidsbeeld goed is, met andere woorden als hij/zij de indruk heeft, dat het ten gehore gebrachte geluid erg natuurlijk klinkt, dan is de basisbreedte goed. Als er een "gat" tussen de twee weergevers wordt ervaren, of als het geluid niet erg ruimtelijk klinkt, dan is de basisbreedte niet goed en moet er aan gesleuteld worden. Uit de vorige tekst zal duidelijk zijn wat er moet gebeuren. Als het geluid enigszins gesmoord klinkt, met andere woorden als er nauwelijks richting uit af te

2.16 Basisbreedte regeling voor beter stereo-TV geluid

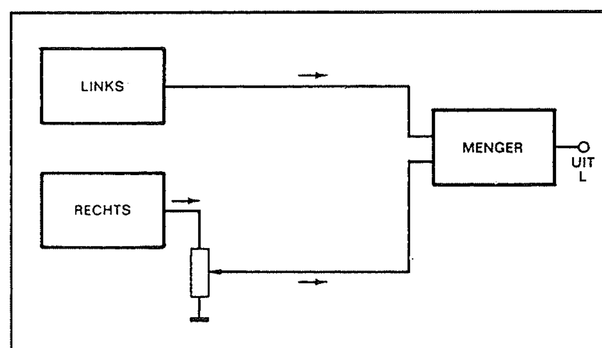
leiden valt, dan is de overspraak tussen beide kanalen om een of andere reden te groot. Hetgeen er dus op neer komt dat een te groot gedeelte van het linker signaal gemengd is met het rechter signaal, en vice versa. Waar er dan gesleuteld moet worden zal duidelijk zijn, met een of ander truukje moet dat gedeelte van het linker signaal weer uit het rechter signaal verwijderd worden. Als er een gat optreedt, dan moet net het omgekeerde gebeuren, namelijk dan moet kunstmatig een gedeelte van het linker kanaal gemengd worden met het rechter en natuurlijk ook omgekeerd.

Basisbreedte regelingen

Hiervoor bestaan elektronische schakelingen, die basisbreedte regelingen worden genoemd. Hoewel er tegenwoordig ingewikkelde IC's op de markt zijn waarmee dat kan (iedere goede auto-radio is er van voorzien), zijn de basisprincipes erg eenvoudig met een handjevol gewone onderdelen te realiseren. De speciale IC's waarmee men effecten als "spatial stereo" kan genereren, zijn zelfs in feite niet eens geschikt voor de toepassing die in dit hoofdstuk beschreven wordt.

Het vullen van het "gat"

In figuur 4/2.16-2 is de principiële schakeling getekend, die gebruikt wordt om kunstmatige overspraak tussen de beide kanalen van een geluidsweergavesysteem te creëren. Allereerst een opmerking. Bij de bespreking van de verschillende systemen wordt steeds slechts één kanaal behandeld. Het zal duidelijk zijn dat precies hetzelfde ook van toepassing is op het andere kanaal. In het schema van figuur 4/2.16-2 staan de twee blokjes "links" en "rechts" voor de ingangsversterkers van het toe te passen systeem, zij passen de ingangssignalen zo aan, dat er van alles en nog wat mee kan gedaan worden. Rechts is een mengtrap getekend. Het zal duidelijk zijn dat zo'n trap noodzakelijk is, immers men moet een gedeelte van het rechter kanaal mengen met het linker kanaal. De uitgang van de linker voorversterker gaat rechtstreeks naar de mengtrap, dat wil dus zeggen dat op de uitgang van de menger steeds het volledige linker kanaal ter beschikking zal staan.



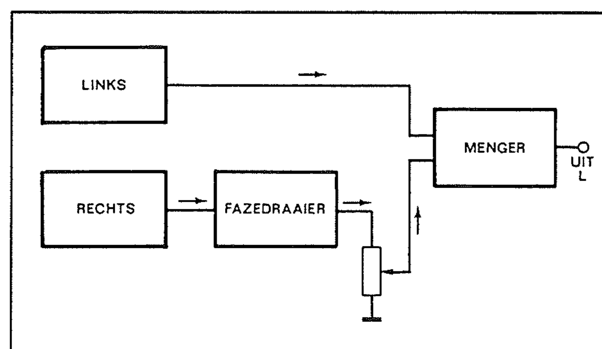
Figuur 4/2.16-2: Op deze manier kan men een "gat" in het geluidsbeeld opvullen. Men maakt als het ware een kunstmatige overspraak, door een gedeelte van het rechter kanaal te mengen bij het linker kanaal en natuurlijk ook omgekeerd.

Vandaar dat de uitgang van deze trap ook de uitgang van de schakeling voor het linker kanaal wordt genoemd. De uitgang van de rechter voorversterker gaat via een potentiometer naar de tweede ingang van de menger. Door middel van deze potentiometer kan men de grootte van het rechter signaal regelen dat aan de ingang van de menger wordt aangeboden. Het zal duidelijk zijn dat door de instelling van die potentiometer ook de grootte van het rechter signaal wordt bepaald dat op de linker uitgang van de schakeling aanwezig zal zijn. Als de potentiometer in de onder-

ste stand staat dan zal alleen het linker signaal aan de menger worden aangeboden, met andere woorden er wordt niet gemengd tussen linker en rechter kanaal en de schakeling doet dus in feite helemaal niets.
Als de potentiometer in de bovenste stand staat, dan wordt het volledige rechter kanaal gemengd met het volledige linker kanaal. Op de uitgang van de menger ontstaat dan een signaal, dat gelijk is aan de som van linker en rechter kanaal. Met andere woorden: het stereo-signaal is omgezet in een mono-signaal. De kanaalscheiding is nu gelijk aan nul, de overspraak is maximaal. In de tussenstanden van de potentiometer wordt een min of meer groot signaal van rechts gemengd met het volledige linker signaal. Met andere woorden, door het verdraaien van de potentiometer kan men de overspraak regelen tussen 0 % en 100 %. Men kan dus de basisbreedte regelen van volledige stereo (als men even veronderstelt dat er op de ingangssignalen geen overspraak aanwezig is) tot mono.

Het opheffen van overspraak

Als er teveel overspraak tussen de kanalen aanwezig is, waardoor de basisbreedte als het ware te smal is, dan moet men die overspraak uiteraard opheffen. In een van de vorige paragrafen is opgemerkt dat die overspraak ontstaat doordat bij het linker kanaal een gedeelte van het rechter kanaal wordt opgeteld. Om die situatie te verbeteren, volstaat het dat dit gedeelte van het rechter kanaal uit het signaal van het linker kanaal wordt gefilterd. Hoe dat kan wordt toegelicht aan de hand van de figuur 4/2.16-3. Men herkent de bekende ingangstrappen en de mengtrap is. Verder gaat ook nu het volledige linker signaal naar de ene ingang van de menger, zodat aan die uitgang van de mixer het volledige linker signaal ter beschikking staat.



Figuur 4/2.16-3: Zo kan men overspraak de baas. Nu wordt niet een gedeelte van het originele rechter kanaal gemengd met het linker, maar een precies even groot gedeelte in tegenfase.

Het enige verschil is dat nu de uitgang van de rechter voorversterker wordt afgesloten door een extra schakeling, een zogenaamde fasedraaier. De uitgang van die trap stuurt de reeds bekende potmeter. Een fasedraaier is een schakeling die een ingangsspanning inverteert. Een fasedraaier heeft als typische eigenschap, dat hij de polariteit van de spanning aan de ingang omkeert. Met andere woorden: als de spanning aan de ingang van de trap op een bepaald ogenblik 1 V positief is, dan zal aan de uitgang van de fasedraaier een spanning verschijnen die 1 V negatief is. Die onderlinge relatie tussen in- en uitgangsspanning van een fasedraaier is op ieder willekeurig moment aanwezig. Als men in gedachten de ingangs- en de uitgangsspanning van een fasedraaier bij elkaar zou optellen, dan zou het resultaat steeds nul zijn. Immers, de som van +1 V en -1 V is gelijk aan nul. Dank zij deze eigenschap, kan men de overspraak tussen twee kanalen van een stereo-systeem

2.16 Basisbreedte regeling voor beter stereo-TV geluid

verbeteren. Stel, dat op een bepaald ogenblik in het linker kanaal 100 mV positieve spanning van het rechter kanaal aanwezig is. Als men naar het schema van figuur 4/2.16-3 kijkt, dan zal het duidelijk zijn dat men op dat moment de potentiometer zo kan afregelen dat er op de loper precies het omgekeerde van de spanning, die door de overspraak op het linker kanaal aanwezig is, kan verkregen worden. Het rechter kanaal kan door de spanningsdeler, die de potentiometer vormt, immers zo geregeld worden dat aan die eis voldaan wordt. Bij die bepaalde potentiometerafstelling zal op de loper steeds een geïnverteerde deel van het rechter signaal aanwezig zijn, dan precies even groot is als het deel het rechter signaal dat door de overspraak aangetroffen wordt op de informatie van het linker kanaal.
Aan de menger worden nu drie signalen aangeboden. In de eerste plaats het volledige linker signaal, in de tweede plaats een gedeelte van het rechter signaal (te "danken" aan de overspraak van het systeem) en in de derde plaats precies het omgekeerde van die rechter spanning (via de loper van de potmeter). Aan de uitgang van de menger zal bijgevolg alleen maar het linker signaal verschijnen, omdat de twee rechter-fracties elkaar opheffen. Kortom, dank zij deze eenvoudige methode is de overspraak tussen linker en rechter kanaal volledig verwijderd en is het geluidsbeeld, de basisbreedte, verbeterd.

Spatial stereo

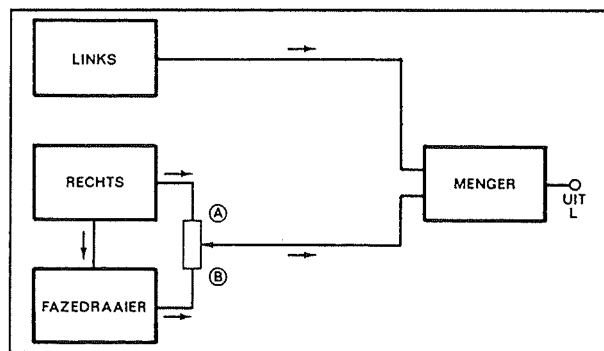
Het zal uit de vorige paragraaf duidelijk geworden zijn, dat de overspraak volledig verdwijnt als de potentiometer precies zo wordt ingesteld, dat op de loper net zoveel signaal van rechts aanwezig is als in het linker kanaal. Regelt men de potentiometer zo dat dit signaal kleiner is, dan zal nog een gedeelte van het rechter signaal aanwezig blijven en de overspraak blijft gedeeltelijk bestaan. Minder duidelijk is wat er gebeurt als men de potentiometer zo regelt, dat op de loper meer geïnverteerd rechts signaal aanwezig is dan dat er niet-geïnverteerd rechts signaal aanwezig is in het linker kanaal. Als men dan de som van de drie aan de menger aangeboden signalen berekent, dan stelt men vast dat er nu op de linker uitgang weer signaal van rechts aanwezig is, maar nu in tegenfase met het echte rechter signaal. In de praktijk komt dit er op neer dat men het geluidsbeeld ruimtelijker gaat ervaren als in de ruimte, waar het geluid werd opgenomen. Met andere woorden, er een soort "super-stereo" ontstaan, een verschijnsel dat ook door het leven gaat onder de benaming "spatial stereo". Het is dit effect dat in auto-radio's vaak wordt toegepast om een geluidsbeeld te krijgen dat schijnbaar breder is dan de beperkte luisterruimte van de auto.

Combinatie van beide effecten

De blokschema's van de figuren 4/2.16-2 en -3 hebben veel gemeen. Beide schema's kunnen dus op een eenvoudige manier gecombineerd worden. Het resultaat is getekend in figuur 4/2.16-4.
De potentiometer heeft nu niet meer, zoals te doen gebruikelijk, een aansluiting aan de massa liggen, maar is geschakeld tussen het signaal dat gelijk is aan het rechter ingangssignaal en het signaal dat in tegenfase is met het origineel. Door het verdraaien van de loper van de potentiometer heeft men alle gewenste mogelijkheden in één potentiometerdraai. Staat de loper op punt A, dan wordt een volledige kopie van het rechter signaal naar de ingang van de menger gestuurd en ver-

2.16 Basisbreedte regeling voor beter stereo-TV geluid

schijnt aan de uitgang van de mixer de som van links en rechts, wat per definitie mono is.

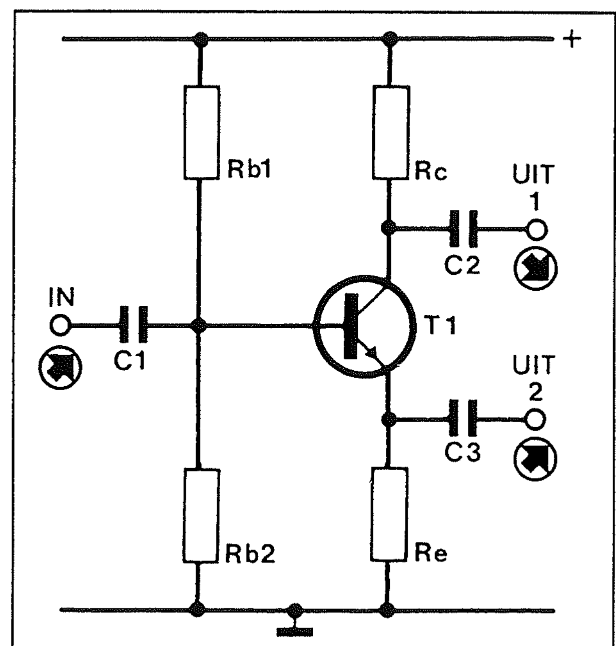


Figuur 4/2.16-4: De combinatie van de blokschema's van de figuren 4/2.16-2 en -3.

Staat de loper op punt B, dan wordt het volledige rechter signaal geïnverteerd bij het linker kanaal opgeteld en ontstaat de uiterste vorm van spatial-stereo. In de tussenstanden van de loper staat iedere gewenst effect ter beschikking. Als de loper in het midden staat, dan zal er op dat deel van de potentiometer helemaal geen signaal aanwezig zijn. Daar immers de bovenste aansluiting op bijvoorbeeld +1 V staat en de onderste op hetzelfde moment op een spanning van -1 V, zal het middelpunt van de potentiometerbaan spanningsloos zijn. Als men de loper op dat punt instelt, dan zal er geen signaal gemengd worden met links en is de uitgangsspanning precies gelijk aan de ingangsspanning. In dat geval heeft men dus normale stereo, waarmee bedoeld wordt dat er geen verschil is tussen in- en uitgang van de schakeling en dat de schakeling dus niets met het signaal doet.

De fasedraaier

In figuur 4/2.16-5 is het praktisch schema van de fasedraaier getekend. De trap bestaat uit een transistor en een handjevol weerstanden. De basis wordt door middel van een spanningsdeler ingesteld op een bepaalde werkbare spanning.

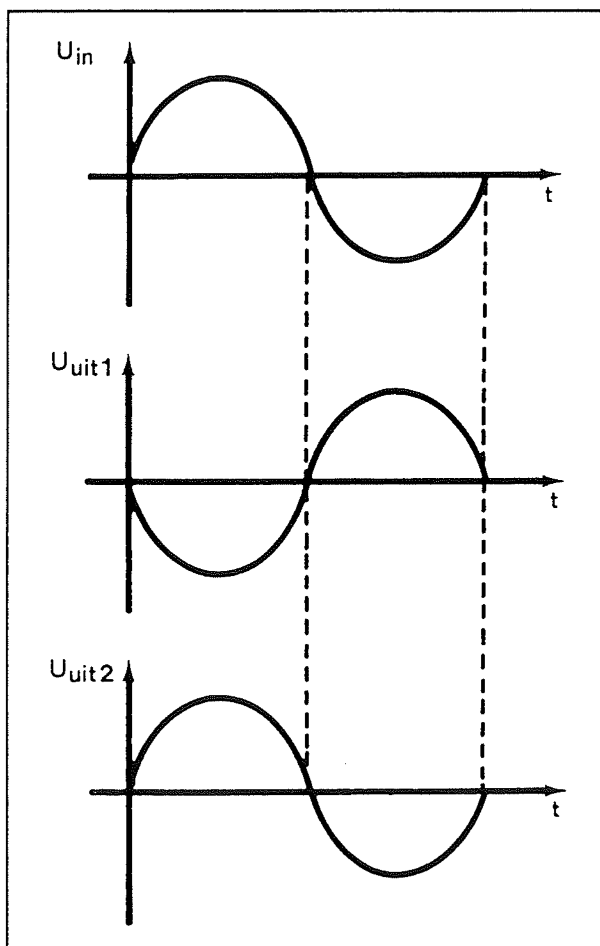


Figuur 4/2.16-5: Dit is de eenvoudigste vorm van een fasedraaier. De transistorstroom doorloopt zowel de emitter- als de collectorweerstand, de spanning op de emitter varieert evenredig aan de spanning op de basis, maar de spanning op de collector is in tegenfase.

Wat gebeurt er nu, als de schakeling met de voedingsspanning verbonden wordt? Door de spanning op de basis zal er door de transistor een bepaalde stroom gaan lopen. Het gevolg is dat er over de weerstanden in collector en emitter spanningsvallen ontstaan. Dat is de stabiele toestand van de schakeling, dus zonder signaal aan de ingang. Stel nu dat een geluidssignaal op de basis verschijnt. Stel verder dat dit signaal op een bepaald ogenblik positief is. Het gevolg is dat de spanning tussen basis en emitter groter zal worden, zodat

2.16 Basisbreedte regeling voor beter stereo-TV geluid

er meer stroom door de transistor gaat lopen. Door deze grotere stroom zullen er over de weerstanden in emitter en collector grotere spanningen optreden. De spanning op de emitter gaat stijgen en de spanning op de collector gaat dalen. Als men nu niet de momentele situatie bekijkt, maar het spanningsverloop in functie van de tijd op de verschillende punten van de schakeling, dan ontstaat het beeld van figuur 4/2.16-6.

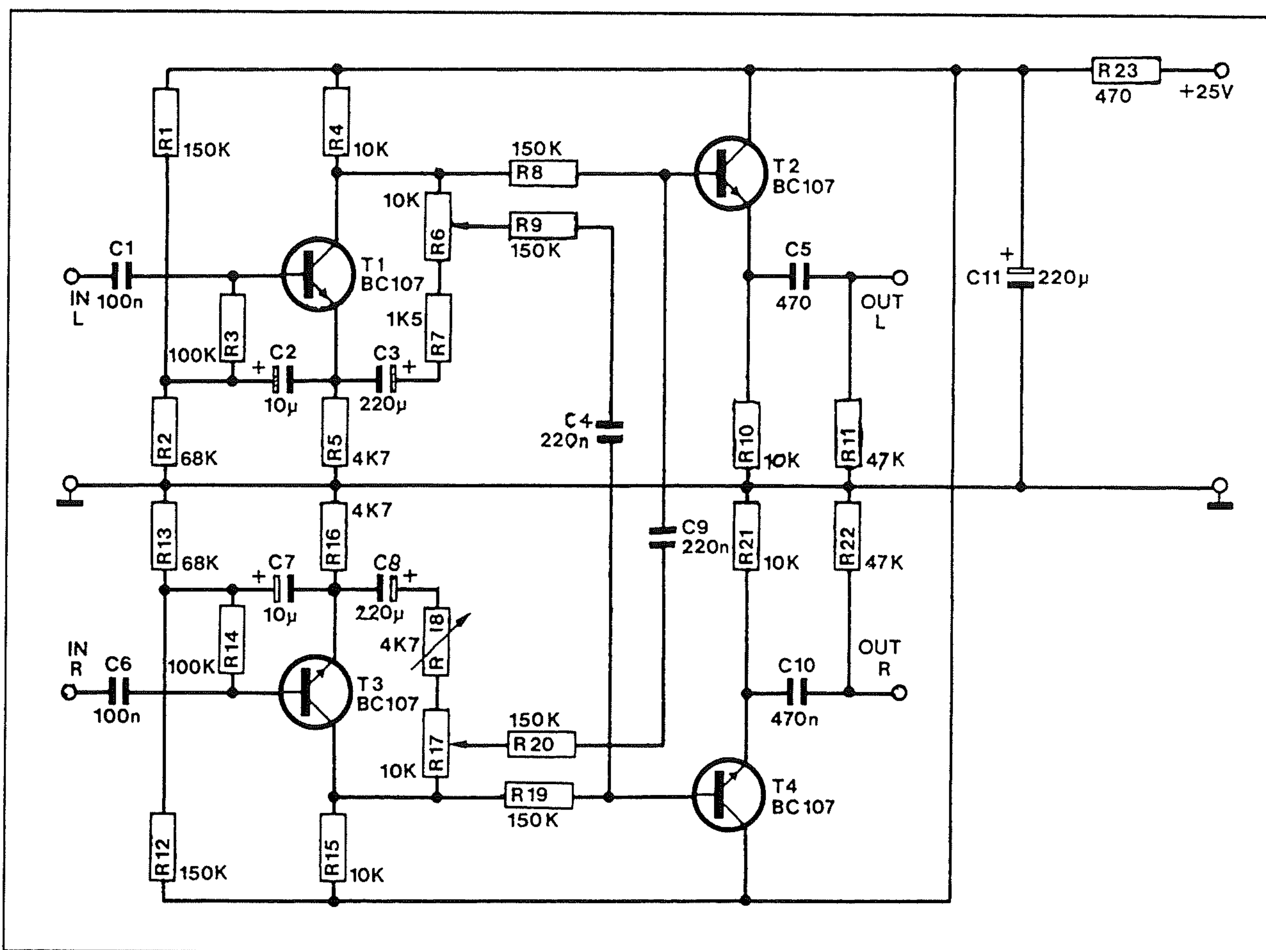


Figuur 4/2.16-6: Hier is we de werking van de schakeling van figuur 4/2.16-5 nog eens netjes in grafiek gezet. Duidelijk blijkt, dat de spanningen op emitter en collector elkaars spiegelbeeld zijn.

Duidelijk blijkt nu dat de spanning op de emitter hetzelfde verloop heeft als de spanning op de basis, maar dat de spanning op de collector tegengesteld verloopt. Met andere woorden: de spanning op de collector is in tegenfase met de spanning op de emitter. Als men dus tussen de emitter en de collector een potentiometer aansluit, dan ontstaat precies de gewenste situatie!

Het praktisch schema van de schakeling
Aan de hand van de zeer uitgebreide bespreking van de gewenste werking kan het volledig schema van de basisbreedte regeling snel getekend worden, zie figuur 4/2.16-7. Beide ingangssignalen gaan naar een eerste trap, opgebouwd rond de transistoren T1 en T3. Door middel van de condensatoren C2/C7 en de weerstanden R3/R14 wordt bootstrapping op de ingangen toegepast, waardoor de ingangsimpedanties zeer hoog worden. De schakelingen, die volledig identiek van opbouw zijn, hebben twee uitgangen. De ene zit in de emitter, de andere in de collector. De spanning op de emitter is in fase met de ingangsspanning. Het signaal op de collector is in tegenfase met de spanning op de ingang. Tussen collector en emitter is de potentiometer geschakeld. Als men de loper van dit onderdeel verplaatst, zal er op die loper dus een spanning ontstaan, die ofwel in fase is met het ingangssignaal (als de loper aan de kant van de emitter staat), ofwel in tegenfase is met het ingangssignaal (als de loper aan de kant van de collector staat). In serie met de potentiometer staat nog een kleine weerstand R7 respectievelijk R18. Het gevolg is dat het punt waar er geen spanning op de loper van de potentiometer staat op ongeveer een derde van de volledige schuiflengte ligt.

2.16 Basisbreedte regeling voor beter stereo-TV geluid



Figuur 4/2.16-7: Het volledig schema van de basisbreedte regeling.

Het tweede gedeelte van de schakeling bestaat uit de menger. Dat is een gewone resistieve mixer, opgebouwd rond de transistoren T2 en T4. De spanning op de collector van T1 gaat volledig naar de basis van T2. Deze halfgeleider is geschakeld als emittervolger, dat wil dus zeggen dat de spanning op de emitter volledig gelijk is aan de spanning op de basis. Via weerstand R8 wordt het volledige linker signaal aan de basis van T2 aangeboden. Behalve dit signaal, moet er op de basis van deze halfgeleider ook nog een gedeelte van het rechter signaal terecht komen, al dan niet in fase met het signaal op de rechter ingang van de schakeling. Dat signaaltje wordt afgetakt van de loper van de potmeter R17 en via de scheidingscondensator C9 en de weerstand R20 naar de basis van T2 gevoerd.

De werking van een en ander zal nu duidelijk zijn. Als de loper van potentiometer R17 verbonden is met de collector van transistor T3, dan zal het volledige rechter signaal worden opgeteld bij het volledige linker kanaal. Op de basis van T2 ontstaat dus de som van rechter en linker informatie, met andere woorden op die basis staat het mono-signaal. Staat de loper van potentiometer R 17 aan de kant van de emitter van T3, dan zal een signaaltje, dat in tegenfase is met het rechter ingangssignaal gemengd worden met de linker informatie. Met andere woorden, nu wordt

2.16 Basisbreedte regeling voor beter stereo-TV geluid

een eventueel op het linker signaal aanwezige deel van het rechter kanaal (slechte kanaalscheiding) tegengewerkt en bij een gunstige instelling van de potentiometer zelfs volledig geëlimineerd.
Het signaal wordt via een scheidingscondensator C5 afgenomen van de emittervolger T2. Via de weerstand R23 en de condensator C11 wordt de voedingsspanning extra ontkoppeld alvorens zij aan de schakeling aangeboden wordt. Het geheel kan gevoed worden uit een positieve spanning van +12 V tot +25 V die niet gestabiliseerd hoeft te zijn.

Onderdelenlijst

Weerstanden, 1/4 W, 5 %:

R1,R8,R9,R12,			
R19,R20	=	150	kΩ
R2,R13	=	68	kΩ
R3,R14	=	100	kΩ
R4,R10,R15,R21	=	10	kΩ
R5,R16	=	4,7	kΩ
R7	=	1,5	kΩ
R11,R22	=	47	kΩ
R23	=	470	Ω

Instelpotentiometer, alle modellen:

R18	=	4,7	kΩ

Schuifpotentiometer, stereo, lineair:

R6/17	=	10	kΩ

Condensatoren:

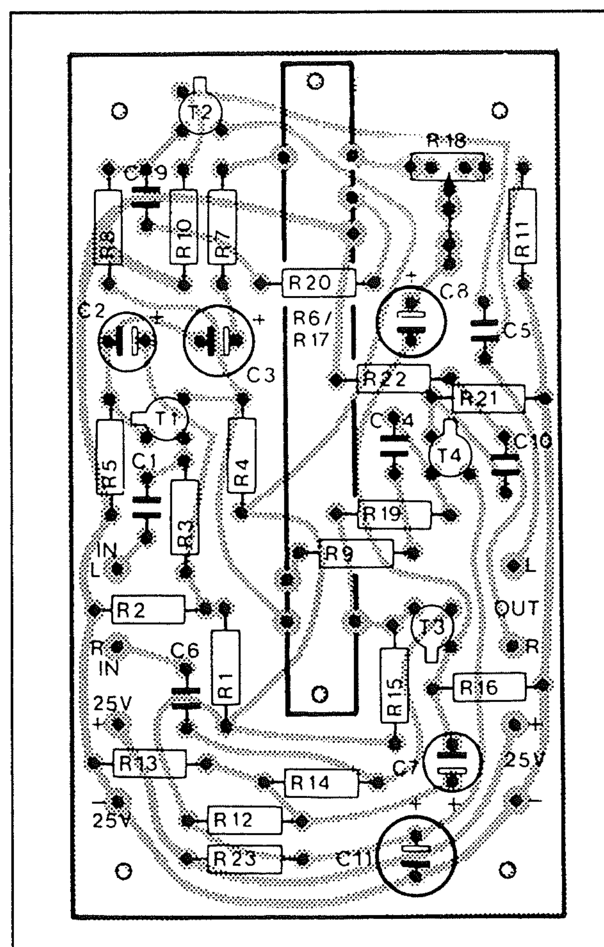
C1,C6	=	100	nF	MKH
C2,C7	=	10	µF	16 V elco
C3,C8	=	220	µF	16 V elco
C4,C9	=	220	nF	MKH
C5,C10	=	470	nF	MKH
C11	=	220	µF	25 V elco

Halfgeleiders:

T1,T2,T3,T4	=	BC107

Diversen:
8 x printsoldeerlipje
2 x 5 mm afstandsbusje
2 x M3x15 boutje
1 x knop voor schuifpotentiometer

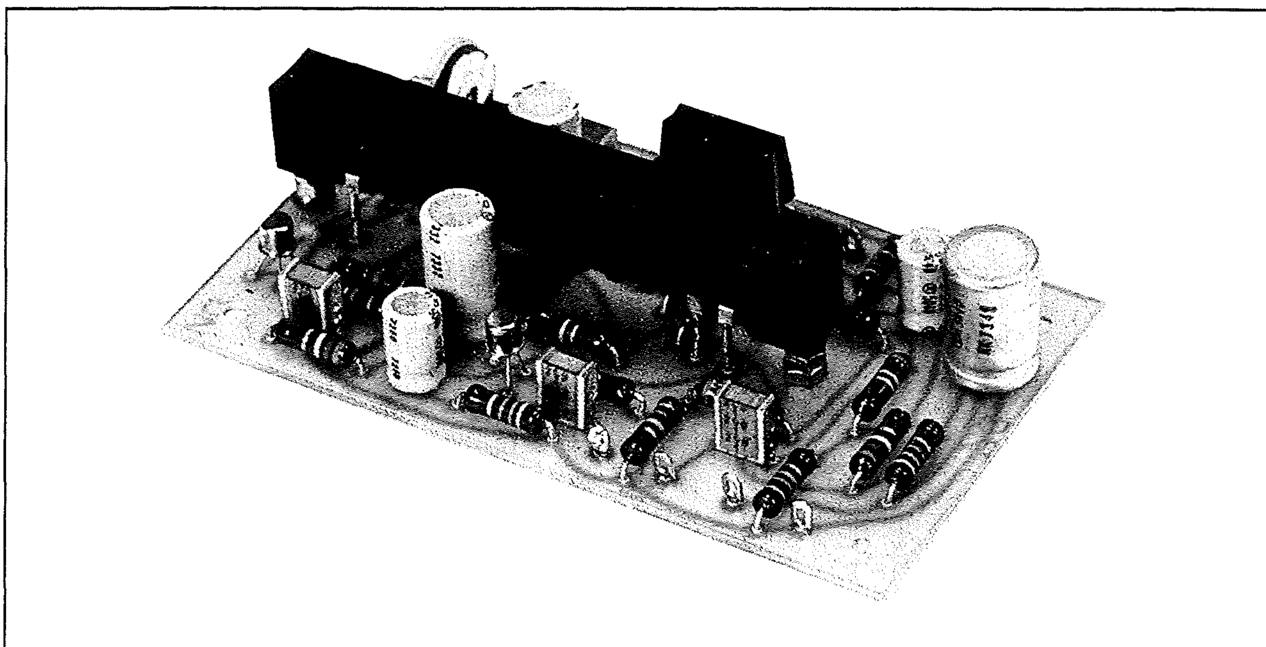
De bouw van de schakeling
De print van de schakeling is getekend op de transparante printpagina als figuur 4/2.16-8. De bestukking van deze print volgt uit figuur 4/2.16-9.



Figuur 4/2.16-9: De componentenopstelling van de basisbreedte regeling.

De bouw zal geen problemen opleveren, het is allemaal recht-toe-recht-aan soldeerwerk.

2.16 Basisbreedte regeling voor beter stereo-TV geluid



Figuur 4/2.16-10: Een impressie van de volledig gemonteerde print.

Enige onderdelen zitten onder de schuifpotentiometer en moeten dus in ieder geval eerst gesoldeerd worden. Deze potentiometer wordt door middel van twee 5 mm afstandsbusjes en twee M3x15 boutjes op de print bevestigd. Dat wil zeggen, dat men aan alle aansluitlipjes eerst twee centimeter lange draadjes soldeert, het lichaam van de potentiometer op de print schroeft, tezelfdertijd de draadjes door de gaatjes in de print duwt en nadien deze laatsten op de soldeereilandjes van de print vast soldeert. Aan de linker kant van de print zitten vier soldeerlipjes voor de twee ingangssignalen en de positieve en negatieve aansluiting van de voeding. De negatieve voedingsaansluiting komt uiteraard overeen met de massa. Rechts zitten ook vier soldeerlipjes, twee voor de uitgangen en nog eens twee extra voor de voeding.
In figuur 4/2.16-10 wordt een impressie gegeven van de volledig gemonteerde print.

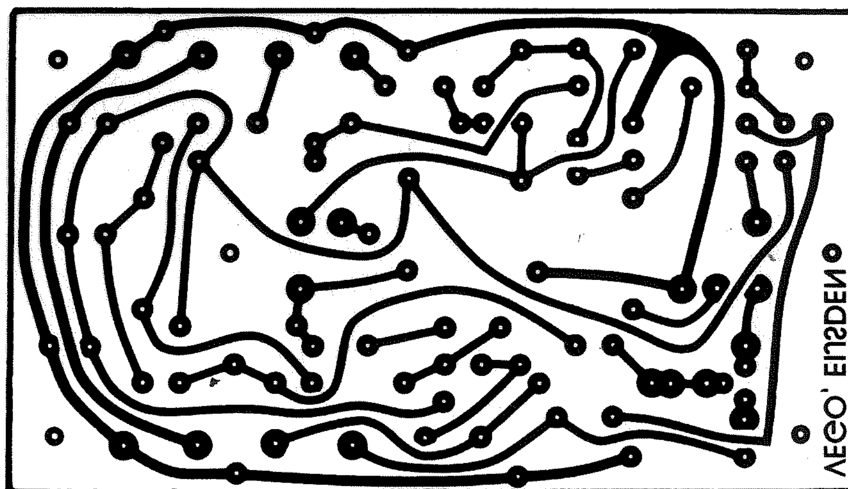
Het afregelen
In de schakeling is een instelpotentiometer, namelijk R18, opgenomen. Dergelijke onderdelen hebben de nare eigenschap dat ze afgeregeld willen worden. Allereerst enige woorden over de noodzaak van dit onderdeel. Het is natuurlijk van levensbelang voor de schakeling dat het punt, waarbij op de lopers van de potentiometers geen signaal aanwezig is (100 % stereo, dus) voor beide kanalen gelijk is. Nu hebben potentiometers tamelijk grote onderlinge afwijkingen. Deze worden ondervangen door in serie met een van de potentiometers een instelpotentiometer op te nemen. Het afregelen gaat als volgt. De afgebouwde basisbreedte regeling wordt met een voeding verbonden en de beide uitgangen worden aangesloten op de ingangen van een stereo-versterker. De ingangen blijven open. Nu raakt men met een vinger de linker ingang van de schakeling aan. De balansregeling van de versterker wordt zo inge-

2.16 Basisbreedte regeling voor beter stereo-TV geluid

steld dat het linker kanaal volledig onderdrukt wordt. Als alles goed is, zal uit de rechter luidspreker een forse brom opstijgen. De schuifpotentiometer van de schakeling wordt nu ingesteld op minimale brom. Vervolgens raakt men met de vinger de rechter ingang van de schakeling aan. De balanspotentiometer van de versterker verdraait men volledig, zodat de rechter luidspreker stil is. De stand van de schuifpotentiometer laat men ongewijzigd. Men verdraait de loper van de instelpotentiometer R18 tot ook nu een minimale brom uit de linker luidspreker komt. De schakeling is nu afgeregeld en klaar voor gebruik.

Het gebruik
De print kan in een klein kunststof of metalen kastje ingebouwd worden en voorzien van vier cinch-pluggen voor het aansluiten van de in- en de uitgangen. De voeding kan afgetakt worden van een kleine netstekervoeding, die een spanning levert van minimaal +12 V en maximaal +25 V. De ingangen worden verbonden met de audio-uitgangen van de TV, de uitgangen gaan naar de line-ingangen van de versterker van het Hifi-systeem. Na enig experimenteren zal men de beste instellingen van de schuifpotentiometer voor verschillende soorten TV-programma's wel snel gevonden hebben.

2.16 Basisbreedte regeling voor beter stereo-TV geluid



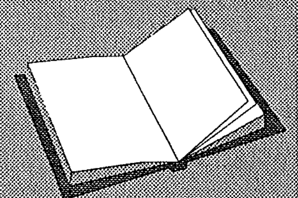
Figuur 4/2.16-8: De print van de schakeling.

4/2.17

Universele oversturingsindicator voor eindversterkers

Inleiding
Tegenwoordig is het helemaal geen punt meer om een 250 W versterker te bouwen. Velleman levert bijvoorbeeld een prachtige MOSFET-eindversterker die werkt in klasse-A en die 250 W echt effectief sinusvermogen genereert. Hoge vermogens vragen krachtige luidsprekers, dat zal duidelijk zijn. Maar toch levert de beschikbaarheid van dergelijke grote vermogens een groot risico op voor de luidsprekers. Met wat voor versterker kan men het gemakkelijkst een 200 W luidsprekercombinatie opblazen? Met een 250-watter of met een 50-watter? De meeste mensen zullen onmiddellijk “met een 250-watter” antwoorden. Toch is dat niet per definitie zo! In een luidsprekercombinatie zit een scheidingsfilter dat de lage tonen naar de woofer en de hoge tonen naar de tweeter stuurt. Nu worden de tweeters meestal voor slechts een/vierde van het maximale vermogen van de luidsprekercombinatie gedimensioneerd. Men gaat er (terecht) van uit dat het meeste vermogen gaat zitten in de bassen. Er is heel wat energie nodig om de zware, grote conus heen en weer te bewegen en een grote hoeveelheid lucht te verplaatsen. Als men een voor maximaal 200 W ontwikkelde luidsprekercombinatie aansluit op een 250 W versterker, dan zal het nooit voorkomen dat deze versterker wordt overstuurd. Het onvervormde geluid van een 250-watter is immers meer dan oorverdovend. Als men nu echter dezelfde luidsprekercombinatie aansluit op een 50 W versterker zou het wel eens kunnen gebeuren dat men, om het noodzakelijk geachte geluidsniveau te verkrijgen, de versterker flink overstuurt. De meeste mensen horen niet eens dat soort vervorming tussen al het elektronische geweld van de moderne muziek! Als een eindversterker wordt overstuurd zal het signaal echter vastlopen tegen de voedingspanningen. Er treedt clipping op: de toppen van het sinusvormige signaal worden afgeplat. Nu worden daardoor echter flink wat hogere harmonischen in het signaal geïntroduceerd! Het scheidingsfilter zal deze harmonischen naar de tweeters leiden en deze luidsprekers krijgen veel meer signaal te verwerken dan in het geval van onvervormd geluid. Als deze situatie lang blijft duren is de kans niet denkbeeldig dat de spreekspoel doorbrandt.

LEES OOK:
Geen referenties



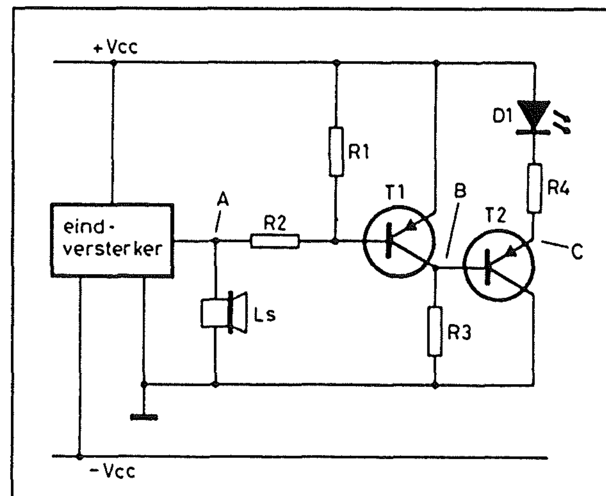
2.17 Universele oversturingsindicator voor eindversterkers

Kortom, een oversturingsindicatie is zeker geen overbodige luxe bij eindversterkers van meer dan gemiddeld vermogen!

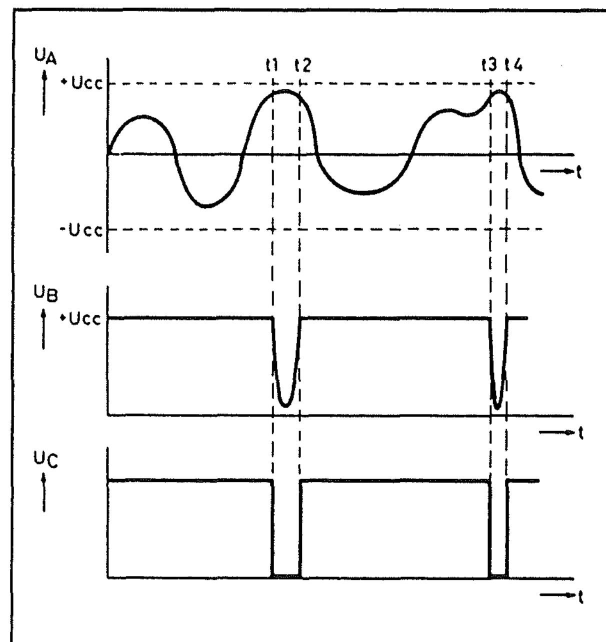
Het principe van de indicatie

Op de een of andere manier moet men dus het vastlopen van het uitgangssignaal van de eindversterker tegen een van de voedingsspanningen detecteren en omzetten in een signaaltje waarmee een LED-je wordt gestuurd. Dat gaat eenvoudiger dan het in eerste instantie lijkt. Kijk maar naar figuur 4/2.17-1 en figuur 4/2.17-2. Uitgegaan wordt van een symmetrisch gevoede eindversterker, dus die gevoed wordt uit een positieve en een even grote negatieve voedingsspanning. De meeste moderne versterkers werken tegenwoordig met een dergelijke voeding, dus dit zal geen probleem geven. Als het luidsprekerssignaal negatief is of ver onder de positieve voedingsspanning +Ucc blijft, zal er een behoorlijk grote stroom door de spanningsdeler R1-R2 vloeien. Transistor T1 wordt in geleiding gestuurd en de spanning op de collector is gelijk aan de positieve voedingsspanning. Transistor T2 is gesperd, de LED D1 gedoofd. Als er nu echter een grote positieve piek in het versterkersignaal optreedt (tijdstip t1 tot t2), zal er over de genoemde spanningsdeler nauwelijks spanning vallen en de basis/emitter-spanning van transistor T1 valt onder de 0,7 V geleidingswaarde. De transistor gaat sperren, de spanning op punt B gaat naar nul. Nu wordt echter transistor T2 in geleiding gestuurd, de spanning op punt C gaat ook naar nul, de LED D1 ontvangt een stroomstoot en licht op.

Op dezelfde eenvoudige manier kan men het ontstaan van negatieve oversturingspulsen detecteren en een tweede LED sturen.



Figuur 4/2.17-1: Het principe van de oversturingsindicatie.



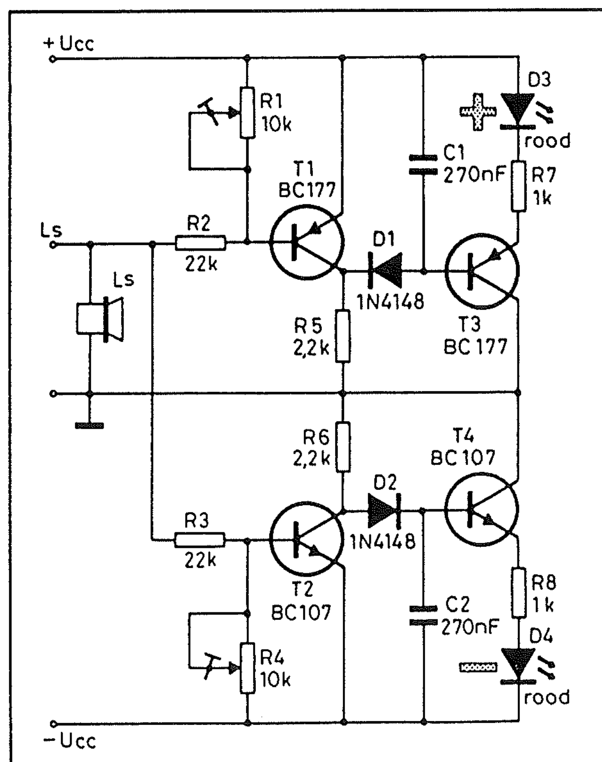
Figuur 4/2.17-2: De spanningsvormen die optreden in het schema van figuur 4/2.17-1.

Van principe naar praktijk

Het praktisch schema van de volledige oversturingsindicator is getekend in figuur 4/2.17-3. Het enige verschil met het schema van figuur 4/2.17-1 is het tussen-

2.17 Universele oversturingsindicator voor eindversterkers

voegen van een vertragend netwerkje tussen de eerste en de tweede transistor. Door dit netwerkje zal de tweede transistor ook bij een eenmalige te grote uitgangspuls zo lang blijven geleiden, dat de LED een zichtbare lichtflits opwekt. Omdat de schakeling voor verschillende uitgangsvermogens wordt gebruikt, is de spanningsdeler aan de ingang uitgevoerd met een instelpotentiometertje. Voor vermogens tussen 20 en 50 W kan men met de getekende onderdelen werken, voor grotere vermogens zal men de weerstandswaarden experimenteel moeten aanpassen. Hetzelfde geldt trouwens ook voor de weerstanden R7 en R8, die de stroom door de LED vastleggen.



Figuur 4/2.17-3: Het volledig schema van de oversturingsindicator.

De bouw van de schakeling

Voor de schakeling is een uiterst klein printje ontworpen, waarvan de lay-out is geschetst in figuur 4/2.17-4 op de transparante printpagina. Over de bouw aan de hand van de componentenopstelling van figuur 4/2.17-5 is in feite niets op te merken behalve dat de LED's in het prototype in haakse LED- houders zijn gemonteerd van het type KU-944, zodat het printje op de bodem van de eindversterkerbehuizing kan worden gemonteerd en de twee LED'jes door gaatjes in de frontplaat naar buiten steken.

Het afregelen

Verbindt de schakeling met de twee voedingsspanningen van de eindversterker en de twee overige aansluitingen met de luidsprekeraansluitingen. Let hierbij goed op welke aansluiting van de luidspreker verbonden is met de massa van de versterker! Sluit de luidspreker echter niet aan! Zet nu een sinusje op de ingang (wie geen sinusoscillator heeft kan bijvoorbeeld de secundaire spanning van een trafootje gebruiken, die men met behulp van een potentiometer regelbaar maakt) en sluit een universeelmeter (geschakeld op wisselspanning) aan op de luidsprekeruitgang van de versterker. Bereken vervolgens de noodzakelijke sinusspanning op de uitgang voor het opwekken van iets minder dan het maximale vermogen van de versterker. Men kan onderstaande formule gebruiken:

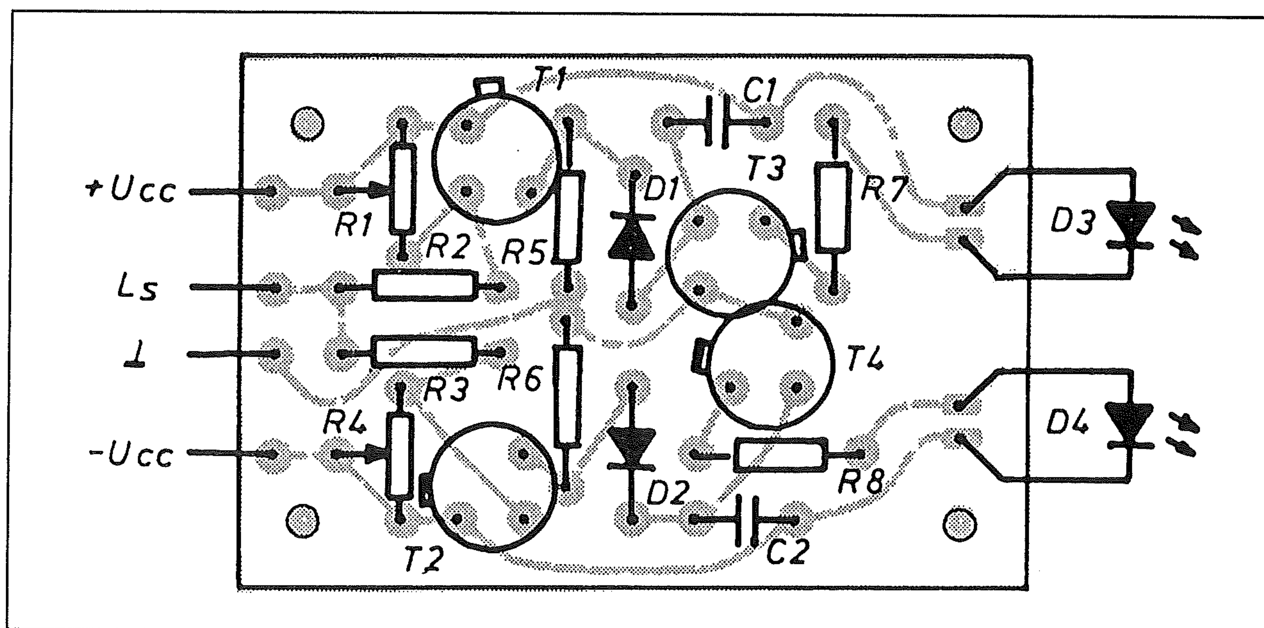
$$U = \sqrt{P * R}$$

R staat hierin voor de impedantie van de luidspreker.
Verhoog de amplitude van het signaal aan de ingang van de versterker tot de universeelmeter op de uitgang de berekende spanning aangeeft. Verdraai nu de twee instelpotentiometers op de print tot beide LED's net beginnen te branden.

2.17 Universele oversturingsindicator voor eindversterkers

ONDERDELENLIJST

WEERSTANDEN, 1/4 W, 5 %		
R2,R3		22 kΩ
R5,R6		2,2 kΩ
R7,R8		1 kΩ
INSTELPOTENTIOMETERS, STAAND, 10x5 mm		
R1,R4		10 kΩ
CONDENSATOREN		
C1,C2	270 nF	MKH
HALFGELEIDERS		
D1,D2		1N4148
D3,D4		LED 5 mm rood
T1,T4		BC107
T2,T3		BC177
DIVERSEN		
4		printsoldeerlipje
2		haakse LED-houders 5 mm

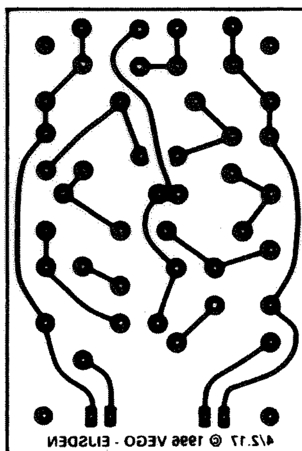


Figuur 4/2.17-5: De componentenopstelling van de print.

De waarden van R7 en R8

De in het schema ingetekende waarden van 1 kΩ voor deze twee weerstanden moeten aangepast worden aan de beschikbare voedingsspanningen van de versterker. Men moet deze weerstanden zo berekenen dat er maximaal ongeveer 20 mA stroom door de LED's vloeit.

2.17 Universele oversturingsindicator voor eindversterkers



Figuur 4/2.17-4: De print van de schakeling.

4/2.18

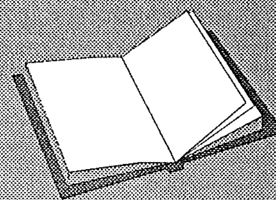
Universele spanningsgestuurde versterker

Inleiding
Een spanningsgestuurde versterker is een versterker waarvan de versterkingsfactor wordt ingesteld door het aanleggen van een gelijkspanning op een stuuringang. In de vakliteratuur wordt een dergelijke schakeling meestal VCA genoemd, afkorting van "Voltage Controled Amplifier". Het zal duidelijk zijn dat zo'n schakeling een heleboel praktische toepassingen heeft, zowel voor de hobby-ist als voor de professionele audio-elektronicus:

- Afstandsbediening van een versterker:
  Een voor de hand liggende toepassing is een vanuit de luie stoel bedienbare volume- en balansregeling voor een geluidsversterker.
- Telefoon-"dimmer":
  Een tweede handige toepassing is een drukknopje naast de telefoon, waarmee men het volume van de geluidsinstallatie op afstand kan laten dalen. Het komt er op neer de VCA tussen voor- en eindversterker te schakelen en de stuuringang via een lange kabel te sturen door middel van een gelijkspanning, bijvoorbeeld afkomstig van een platte 4,5 V-batterij.
- Automatische microfoon-fader:
  Een schakeling waarmee men een geluidssignaal automatisch wegregelt op het moment dat er in een microfoon wordt gesproken, zeer bruikbaar bij mengpanelen.
- Tremolo en lesley:
  Twee speciale geluidseffecten waarbij een geluidssignaal door middel van een zeer laagfrequente sinus in amplitude wordt gemoduleerd.
- Automatische oversturingsregelingen:
  Niet alleen bruikbaar bij bandopnames, maar bijvoorbeeld ook voor het tegenwoordig wettelijk verplicht begrenzen van het maximale uitgangsvermogen van geluidsweergevers.

De OTA als hart van de schakeling
Een spanningsgestuurde versterker kan op verschillende manieren ontworpen worden. Een van de beste is gebruik te maken van een OTA, een "Operational Transconductance Amplifier". Een OTA is een speciaal soort operationele versterker, waarbij het spanningsverschil tussen beide ingangen niet in een uitgangsspanning wordt omgezet, maar in een uitgangsstroom. De grootte van deze stroom

LEES OOK:
Hoofdstuk 3/12.10
Hoofdstuk 4/2.5
Hoofdstuk 4/2.14
Hoofdstuk 6/6.15



2.18 Universele spanningsgestuurde versterker

is, behalve van het genoemde spanningsverschil, ook nog eens afhankelijk van de "geleidingsoverdracht" van de schakeling. Dat is een soort versterkingsfactor die bepaalt hoeveel stroom de OTA levert voor iedere mV spanningsverschil tussen de ingangen. Het interessante is nu dat men de grootte van deze "geleidingsoverdracht" kan variëren door in een extra ingang, de zogenoemde I_{ABC}-ingang, een stroom te sturen.
Die afkorting "ABC" staat voor "Amplifier Bias Current" en het zal duidelijk zijn dat deze stuurstroom de basis kan zijn van het regelen van de versterking van een schakeling. De werking van een OTA kan dus door een enkele, zeer eenvoudige, formule worden gedefinieerd:

$$I_{UIT} = A * I_{ABC} * \Delta U_{IN}$$

Hierbij staat A voor een bepaalde constante factor en ΔU_{IN} uiteraard voor het kleine spanningsverschil tussen de beide ingangen.

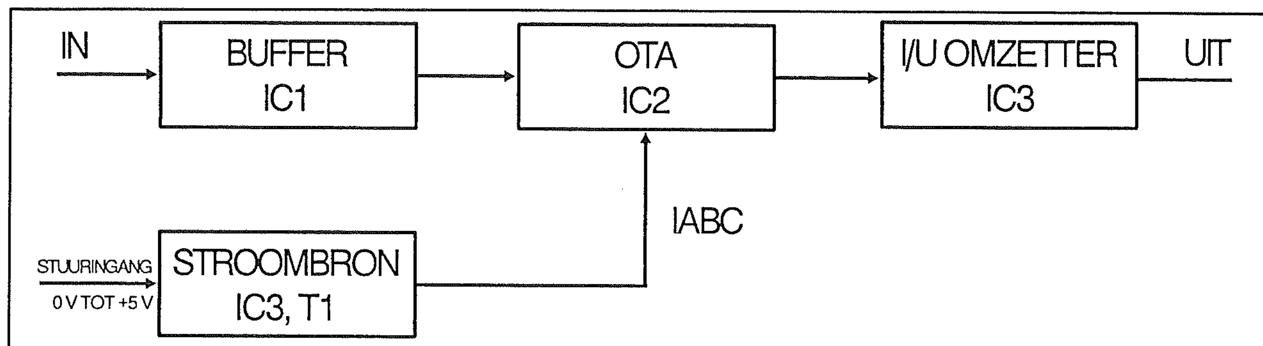
Het blokschema van de schakeling

Het blokschema van de rond een OTA ontworpen spanningsgestuurde versterker is getekend in figuur 4/2.18-1. De ingangsspanning wordt aangeboden aan een buffer die zorgt voor de noodzakelijke hoge ingangsimpedantie en gaat vandaar naar de ingang van de OTA. Deze schakeling zet de ingangsspanning om in een uitgangsstroom. Omdat er in de praktijk steeds met signaalspanningen wordt gewerkt is het noodzakelijk deze stroom om te zetten in een spanning en vandaar dat de uitgang van de OTA wordt afgesloten met een stroom-naar-spanning omzetter. Uiteraard moet er een blok toegevoegd worden waarmee de stuurstroom voor de OTA wordt gegenereerd. Vandaar de spanningsgestuurde stroombron, waarin de stuurspanning van de schakeling, variërend tussen 0 V en +5 V, wordt omgezet in de stuurstroom I_{ABC} voor de OTA. De schakeling heeft twee instelpotentiometertjes. Met de ene wordt de offset van de schakeling afgeregeld en met de andere wordt de versterking van de volledige schakeling zo afgeregeld, dat bij het maximale stuursignaal van +5 V de versterking tussen in- en uitgang precies gelijk is aan de eenheid (0 dB). Omdat uit de in de vorige paragraaf beschreven formule blijkt dat de uitgangsstroom van de OTA recht evenredig is met stuurstroom I_{ABC}, zal het wel zonder meer duidelijk zijn dat de spanningsversterking van de volledige schakeling recht evenredig is met de grootte van de stuurspanning. Komt een stuurspanning van +5 V overeen met een versterking van exact eenmaal, dan zal een stuurspanning van 2,5 V een spanningsversterking van 0,5 tot gevolg hebben. Dit lineaire verband tussen de stuurspanning en de versterking van de VCA is voor een aantal toepassingen zeer nuttig!

Het praktisch schema

Het praktisch schema van de VCA is getekend in figuur 4/2.18-2. De eerste operationele versterker IC1 is geschakeld als buffer, heeft dus een spanningsversterking van 1 en is noodzakelijk omdat de OTA met een signaal van maximaal 10 mV mag worden gestuurd. Vandaar de spanningsdeler R2-R3 aan de uitgang van de buffer. Men kan zich de vraag stellen waarom er een buffer noodzakelijk is. Zonder de buffer zou de ingangsimpedantie van de schakeling worden bepaald door de 10 kΩ van R2 en dat is voor een aantal toepassingen veel te laag. Nu wordt de ingangsimpedantie vastgelegd op 100 kΩ door middel van weerstand R1 en dat is meer dan voldoende voor alle denkbare toepassingen.

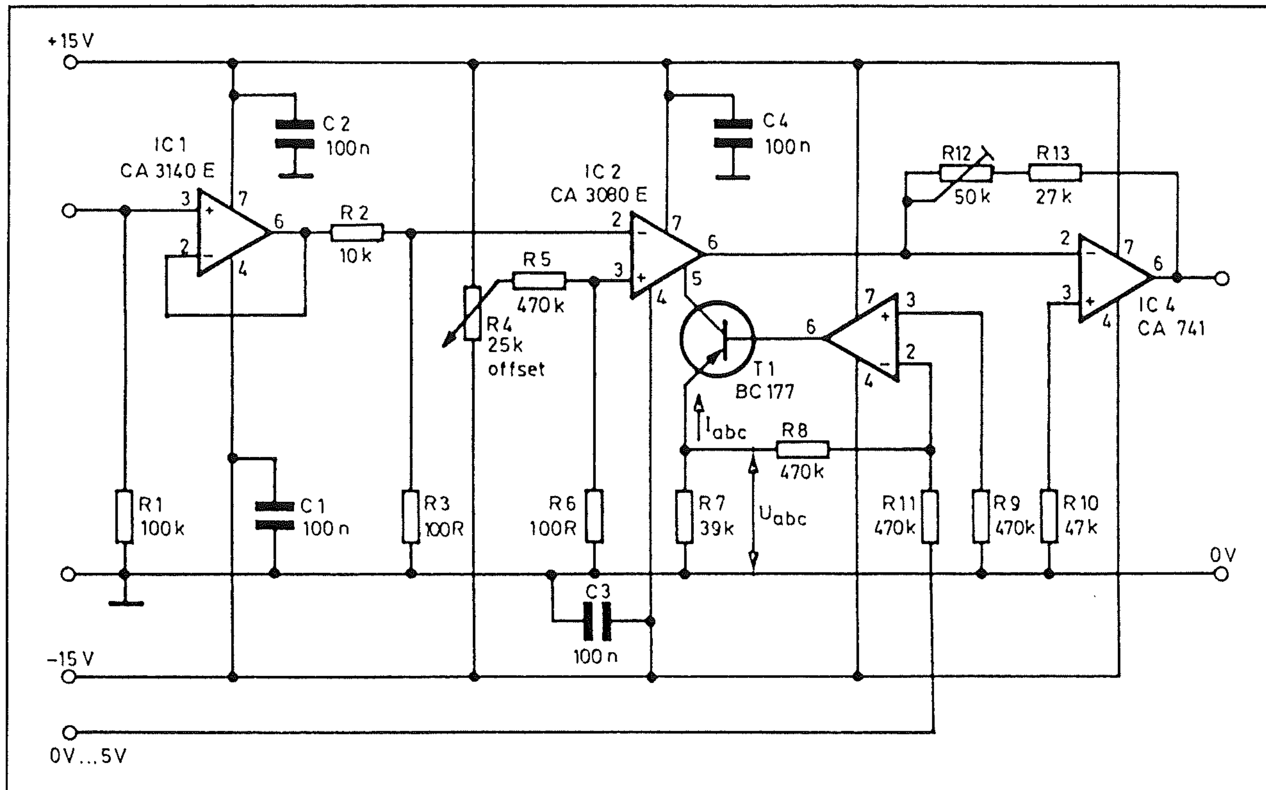
2.18 Universele spanningsgestuurde versterker



Figuur 4/2.18-1: Het blokschema van de spanningsgestuurde versterker.

Het verzwakte ingangssignaal wordt aangeboden aan de inverterende ingang van de OTA (IC2). Daar dit onderdeel geen interne offsetcompensatie heeft, moet deze schakeling extern aanwezig zijn. Dat gebeurt door een kleine instelbare gelijkspanning aan te bieden aan de niet-inverterende ingang van dit IC. Door middel van instelpotentiometer R4 wordt een instelspanning tussen -15 en +15 V afgeleid van de voedingsspanningen van +15 V en -15 V. Nadien wordt deze spanning behoorlijk verzwakt door de spanningsdeler R5-R6 en de resterende mV's worden aangeboden aan de niet-inverterende ingang. De stroom-naar-spanning omzetter is gebouwd rond operationele versterker IC4. Dat is niets meer dan een inverterende versterker. De OTA heeft, als stroombron, een zeer hoge uitgangsimpedantie en deze impedantie vormt, samen met instelpotentiometer R12 en weerstand R18, de elementen die de versterking van de inverterende versterker bepalen. De 180° fasedraaiing van deze trap telt zich op bij de 180° fasedraaiing van de OTA, zodat er tussen in- en uitgang een faseverschil van 360° optreedt. Met andere woorden: in- en uitgang zijn in fase, een bijkomend voordeel van deze schakeling.
De spanningsgestuurde stroombron is opgebouwd rond de operationele versterker IC3 en de transistor T1. De I_{ABC}-ingang van de OTA staat op een vrij constante spanning, die 0,7 V hoger is dan de negatieve voedingsspanning. De stuurstroom I_{ABC} vloeit vanuit de massa via weerstand R7 en transistor T1 naar de I_{ABC}-ingang. Hieruit volgt dat de grootte van de spanningsval over R7 een maat is voor de grootte van de stuurstroom. De operationele versterker zal er nu voor zorgen dat deze spanning U_{ABC} in absolute waarde gelijk wordt aan de stuurspanning. De weerstanden R8 en R11 vormen een spanningsdeler tussen de stuuringang en de emitterweerstand R7. Beide weerstanden zijn even groot en zij worden doorlopen door slechts één stroom. Hun knooppunt gaat immers naar de ingang van de op-amp en deze heeft een zeer hoge ingangsimpedantie. Men kan bijgevolg besluiten dat de spanningsvallen over beide onderdelen even groot moeten zijn. Maar er is meer: de niet-inverterende ingang van de operationele versterker ligt via weerstand R9 aan de massa. De spanning op deze ingang is 0 V. De op-amp zal er dus naar streven de spanning op zijn inverterende ingang ook gelijk aan 0 V te maken. Alles op een rijtje zettend kan men dus besluiten dat er over weerstand R7 een spanning van -x V verschijnt als er aan de stuuringang een spanning van x V wordt aangelegd. Alleen dan zal het knooppunt van R8 en R11 immers op 0 V staan!

2.18 Universele spanningsgestuurde versterker



Figuur 4/2.18-2: Het volledig schema van de spanningsgestuurde versterker.

Deze negatieve spanning over R7 heeft tot gevolg dat stuurstroom I_{ABC} in de juiste richting via transistor T1 naar de stuuringang I_{ABC} van de OTA loopt. Als de stuurspanning 0 V is, dan zal ook de spanningsval over R7 0 V zijn en is I_{ABC} nul. De "geleidings-overdracht" van de OTA is ook nul en de versterking van de totale schakeling eveneens. Is de stuurspanning gelijk aan +5 V, dan zal de -5 V over R7 een bepaalde maximale stroom in de I_{ABC}-ingang sturen. De "geleidingsoverdracht" van de OTA is maximaal en door middel van het instellen van R12 kan men de versterking op exact 1 afregelen.

De bouw van de schakeling

Voor deze spanningsgestuurde versterker is een klein printje ontworpen, dat getekend is in figuur 4/2.18-3 op de transparante pagina. De print is voorzien van een mini-moduul printconnector. De totale schakeling wordt een handig hanteerbaar geheel en kan met één handbeweging in een grotere basisprint worden opgenomen. De bestukking van het printje volgt uit figuur 4/2.18-4.

Het afregelen van de schakeling

Het afregelen is uiterst simpel. Verbindt het schakelingetje met twee symmetrische spanningen (tussen +/-10 en +/-15 V), leg een sinus van 1 kHz, 1 V_{eff} aan op de ingang en sluit de stuuringang aan op een instelbare gelijkspanning tussen 0 V en +5 V. Zet deze spanning op 0 V en meet de gelijkspanning op de uitgang van de print. Met behulp van offset-instelpotentiometer R4 kan men deze op 0 V afregelen. Zet nadien +5 V op de stuuringang. Meet met behulp van een wisselspanningsmeter de spanning op de ingang van

2.18 Universele spanningsgestuurde versterker

ONDERDELENLIJST

WEERSTANDEN, 1/4 W, 5 %		
R1,R3		100 kΩ
R2		10 kΩ
R5,R8,R9,R11		470 kΩ
R6		100 Ω
R7		39 kΩ
R10		47 kΩ
R13		27 kΩ
INSTELPOTENTIOMETERS, PT10, STAAND		
R4		25 kΩ
R12		50 kΩ
CONDENSATOREN		
C1,C2,C3,C4	100 nF	MKH
HALFGELEIDERS		
T1		BC177
IC1		CA3140E
IC2		CA3080E
IC3,IC4		CA741
DIVERSEN		
4		8-pens IC-voetje
1		mini-moduul connector 16-polig

de schakeling. Meet nadien de wisselspanning op de uitgang en regel R12 af tot deze gelijk is aan de ingangsspanning. Varieer nu de spanning op de stuuringang in stappen van 0,1 V. De uitgangsspanning van de schakeling moet nu in dezelfde mate afnemen.

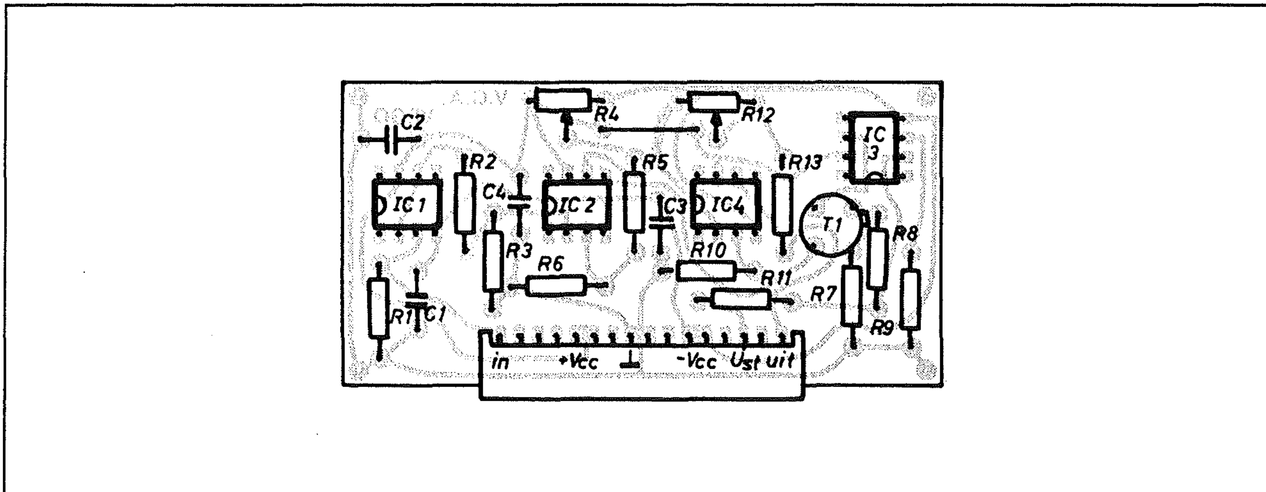
Tip's voor het toepassen van de VCA

Het bouwen van een VCA is één ding, er iets mee doen een ander! Vandaar dat dit hoofdstuk wordt afgesloten met een paar tip's. Het gaat dan met name hoe men de schakeling kan gebruiken in een automatische microfoon-fader en als hart van een tremolo/lesley-unit. Er worden géén volledig uitgewerkte schema's gegeven, de manier waarop men de VCA in deze toepassingen kan inzetten wordt alleen blokschematisch toegelicht.

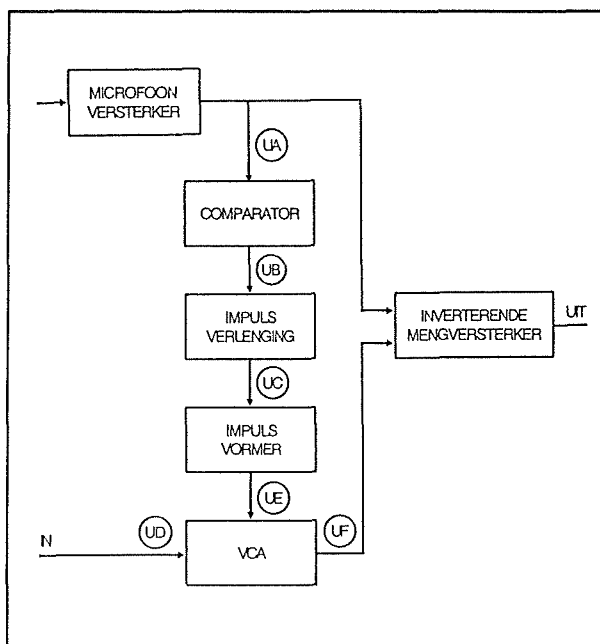
Automatische microfoon-fader

De bedoeling van een automatische microfoon-fader is dat een geluidsinstallatie die bijvoorbeeld een nummer van een CD aan het spelen is daar automatisch mee ophoudt als men in een microfoon spreekt. Dat is natuurlijk een handige voorziening voor iedere DJ, maar er zijn ook andere toepassingen te verzinnen, zoals bijvoorbeeld bij het inspreken van het commentaar bij een dia-reeks, waar de muziek naar de achtergrond moet verdwijnen als het commentaar wordt gesproken.
Het algemeen bruikbare blokschema van een automatische microfoon-fader is getekend in figuur 4/2.18-5. De werking van het blokschema wordt toegelicht aan de hand van de spanningsgrafieken in figuur 4/2.18-6.

2.18 Universele spanningsgestuurde versterker



Figuur 4/2.18-4: De componentenopstelling van de print.



Figuur 4/2.18-5: Het blokschema van een automatische microfoon-fader.

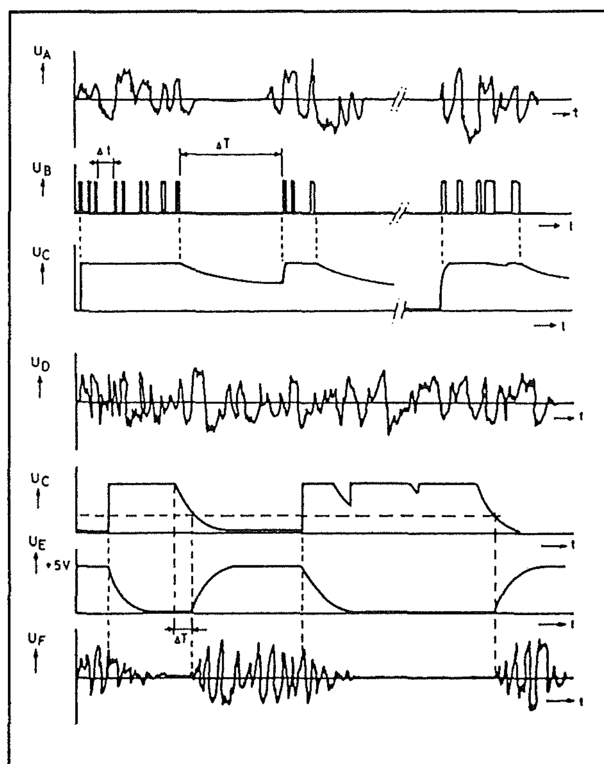
Het microfoonsignaal wordt eerst versterkt in een speciale ruisarme voorversterker en nadien met tussenschakeling van een volumepotentiometer (niet getekend) aangeboden aan één inverterende sommeerversterker, die als mengtrap dienst doet. De tweede ingang van deze versterker is verbonden met het uitgangssignaal van het muziekproducerende apparaat, maar tussen de ingang van de menger en de uitgang van dat apparaat is uiteraard de beschreven spanningsgestuurde versterker opgenomen.

Deze schakeling moet uit de aard der zaak op de een of andere manier worden gestuurd uit het microfoonsignaal. Vandaar dat het versterkte signaal op de uitgang van de microfoonversterker wordt aangeboden aan een comparator.

In deze schakeling wordt de spanning vergeleken met een instelbare referentie van ongeveer 100 mV. De signaalpieken in de uitgang van de voorversterker zijn natuurlijk groter dan deze waarde en aan de uitgang van de comparator verschijnt, zoals getekend in grafiek U_B, een soort van naaldpulsvormige spanning. Er doen zich echter een paar praktische tijdprobleempjes voor en de rest van de schakeling is noodzakelijk om daar een zo bruikbaar mogelijk compromis voor te vinden. Een stemsignaal is geheel anders van structuur dan het signaal van de meeste populaire muziek. Terwijl in dat tweede signaal nooit een echte pause voorkomt zullen er in het stemsignaal vrij vaak korte onderbrekingen optreden. Nu mag de schakeling uiteraard niet reageren op deze pau-

2.18 Universele spanningsgestuurde versterker

ses! Er moet dus een vertraging worden ingebouwd, die deze onderbrekingen overbrugt. Vandaar dat de comparator wordt afgesloten met een "pulsverlenger" en wat deze schakeling doet volgt uit het vergelijken van de signalen U_B en U_C. Op de eerste plaats vlakt de pulsverlenger de korte onderbrekingen tussen de comparatorpulsen (ΔT) af, op de tweede plaats zorgt deze schakeling voor een continu stuursignaal voor de VCA tussen de stemonderbrekingen ΔT.



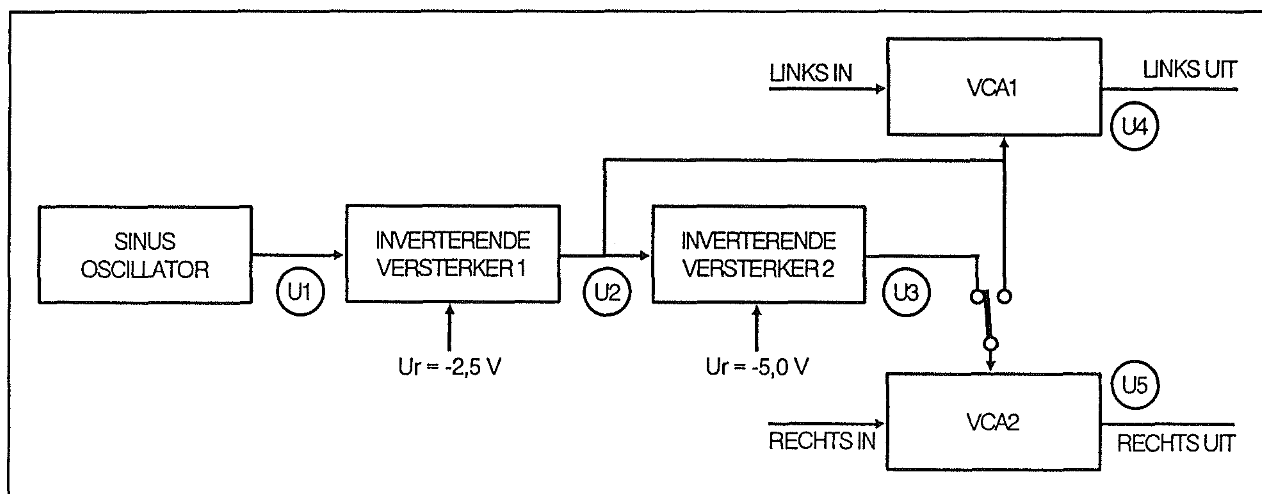
Figuur 4/2.18-6: De spanningsvormen die ontstaan in het blokschema van figuur 4/2.18-5. Let op! De vier bovenste grafieken hebben een andere tijd-as dan de drie onderste!

Nu heeft het invoeren van deze tweede vertraging echter wel het vertraagd infaden van het muzieksignaal na het wegvallen van de stem tot gevolg. De elektronica kan immers niet van tevoren weten of een korte pause van één seconde in het spraaksignaal een adempause tussen twee woorden is of dat deze pause het einde van de gesproken mededeling inluidt. Dit heeft tot gevolg dat het systeem "stil" blijft voor ongeveer 1 á 2 s en dat eerst dan het infaden van het muzieksignaal start. Dat blijkt in de praktijk best wel vervelend over te komen, men is nu eenmaal gewend aan het Hilversum 3 systeem, waarbij de muziek ook tijdens de spraak steeds op de achtergrond aanwezig blijft en er dus nooit een echte stilte voorkomt.

Dit niet op te lossen probleem kan enigszins worden gecompenseerd door ook bij deze schakeling de verzwakking van het muzieksignaal tijdens de spraak te beperken tot een 30 á 40 dB. Dat komt bovendien schakeltechnisch gezien erg goed uit, want het tot versterking gelijk aan 0 sturen van de VCA zou een tamelijk gecompliceerde schakeling eisen!

Het stuursignaal U_C is nog niet geschikt om rechtstreeks de stuuringang van de spanningsgestuurde versterker te voeden. De versterking van deze schakeling is immers recht evenredig met het stuursignaal. 0 V komt overeen met een versterking gelijk aan 0 en +5 V staat voor versterking gelijk aan 1. Het signaal U_C moet dus worden geïnverteerd en dat komt goed uit, want in deze extra "pulsvormer" kan men instelpotentiometertjes opnemen waarmee de in- en uitregeltijden van de fader kunnen ingesteld worden. De uitgang van deze schakeling levert het signaal U_E en zoals blijkt uit de grafiek van deze spanning heeft dit signaal de juiste vorm voor het aansturen van de VCA. Zonder microfoonsignaal is U_E gelijk aan +5 V en het muzieksignaal doorloopt ongehinderd de spanningsgestuurde versterker.

2.18 Universele spanningsgestuurde versterker



Figuur 4/2.18-7: Het blokschema, waarmee men twee VCA's kan gebruiken voor het opwekken van tremolo en lesley.

Bij het verschijnen van een spraaksignaal daalt de stuurspanning met een instelbare tijdconstante tot ongeveer 300 mV (verzwakking van de VCA ongeveer gelijk aan 30 dB), na het verdwijnen van het microfoonsignaal zal de stuurspanning voor de VCA weer stijgen naar +5 V, dit uiteraard na de ingebouwde vertraging ΔT.

De VCA als basis van een tremolo/lesley-unit

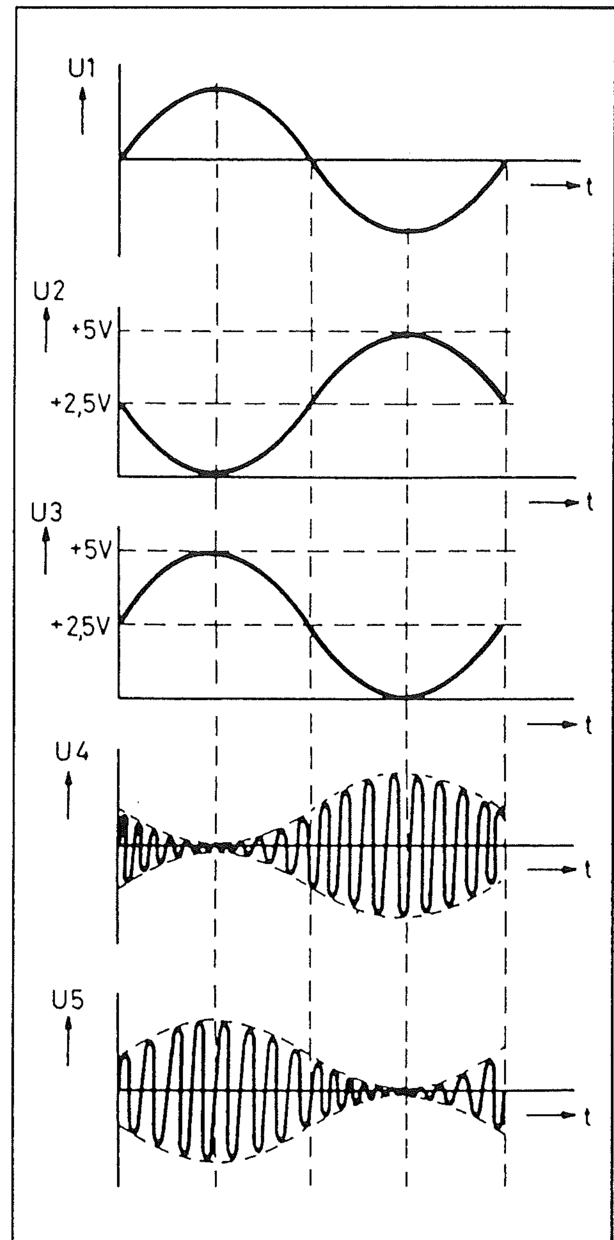
Het tremolo-verschijnsel ontstaat door het volume van een geluidssignaal ritmisch in sterkte te variëren. Men zou het kunnen vergelijken met het effect dat ontstaat als men de volumepotentiometer van een versterker zeer snel en continu heen en weer verdraait. Het typische tremolo-effect ontstaat als men deze modulatie sinusoidaal uitvoert met een frequentie van rond de 5 Hz. Het tremolo-effect is een geluidsverschijnsel waar men van houdt of niet van houdt. Voor het opwekken van speciale geluidseffecten bij bepaalde soorten van muziek is het ideaal. Erg geschikt is elektronische orgelmuziek en het zeer progressieve genre. Ook kan men het effect op de menselijke stem toepassen, waardoor zeer vervreemdende effecten kunnen ontstaan.

Het lesley-effect is te vergelijken met tremolo. Het verschil is dat men bij lesley niet de volumepotentiometer, maar de balansknop van de versterker zeer snel heen en weer draait. Lesley is dus een ruimtelijk effect dat tot gevolg heeft dat het geluidssignaal zeer snel ritmisch heen en weer "vliegt" tussen de twee luidsprekers van een stereo-installatie. Dit effect is het meest effectief als men de geluidssignalen moduleert met een frequentie van ongeveer 10 Hz.

Het blokschema van de schakeling is getekend in figuur 4/2.18-7. Ook nu wordt de werking van het blokschema toegelicht aan de hand van de signaalvormen die zijn samengevat in figuur 4/2.18-8. Een sinusoscillator, met instelbare frequentie (1 tot 10 Hz) en regelbare amplitude, levert een signaal dat symmetrisch verloopt ten opzichte van de massa. Daar de beschreven spanningsgestuurde versterker echter een stuursignaal tussen 0 en +5 V nodig heeft, moet dit symmetrische uitgangssignaal als het ware worden "opgetild". Vandaar de eerste inverteren-

2.18 Universele spanningsgestuurde versterker

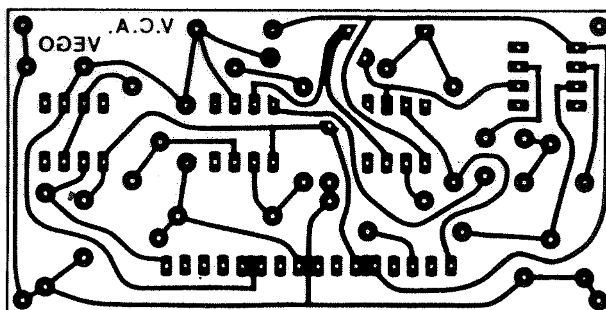
de sommeerversterker, waarin het sinussignaal wordt gemengd met een referentiespanning van -2,5 V.
Uit de grafieken van figuur 4/2.18-8 kan men het resultaat van deze rekenkundige bewerking afleiden: het signaal U2 verloopt nu tussen +5 V en massa. Voor het lesley-effect heeft men een tweede sinus nodig, die 180° in fase is gedraaid ten opzichte van het signaal U2, maar die echter ook rond een gemiddelde waarde van +2,5 V moet schommelen. Het is dus niet voldoende U2 te inverteren, want dan zou het signaal negatief worden en dat is zeer zeker niet de bedoeling. Vandaar de noodzaak van een tweede inverterende sommeerversterker, waar het uitgangssignaal van de eerste sommeerder wordt gemengd met een referentiespanning van -5 V. Hierdoor verloopt het signaal U3 weer tussen de grenzen die de VCA nodig heeft, namelijk +5 V en 0 V.
Beide signalen U2 en U3 zijn de stuursignalen voor de twee VCA's. Gebruikt men tremolo, dat worden beide VCA's gestuurd uit U2. Wil men lesley, dan volstaat het een van de VCA's te sturen uit signaal U3.



Figuur 4/2.18-8: De signalen die ontstaan in het schema van figuur 4/2.18-7.

2.18 Universele spanningsgestuurde versterker

2.18 Universele spanningsgestuurde versterker



Figuur 4/2.18-3: De print van de schakeling.



4/2.19

Versterker voor parabool microfoon

Inleiding

Met de in dit hoofdstuk beschreven schakeling kunnen bijvoorbeeld diergeluiden op grote afstand opgevangen en versterkt worden. Door de zeer gerichte gevoeligheidskarakteristiek van de parabool microfoon kan men ongewenste geluiden vrijwel volledig wegfilteren. Het is natuurlijk ook mogelijk deze schakeling te misbruiken als "elektronische spion" voor het afluisteren van zéér interessante intieme gesprekken. De "brave" lezer of lezeres van dit naslagwerk zal er uiteraard voor zorgen dat dit brokje elektronica niet voor dergelijke onfatsoenlijke praktijken ingezet wordt!

De schakeling bestaat uit een zeer gevoelige discrete voorversterker, een geïntegreerde eindversterker, een electret condensator microfoon en een oortelefoontje. De parabool-reflector rond de microfoon moet zélf in elkaar geknutseld worden, of afzonderlijk besteld.

De schakeling is ontworpen volgens de 89/336/EWG EG-richtlijn wat betreft elektromagnetische straling.

Technische specificaties

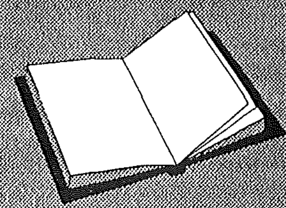
- Totale signaalversterking:
  86 dB oftewel ongeveer 20.000
- Voedingsspanning:
  8 V tot 12 V, 9 V batterij aanbevolen
- Voedingsstroom:
  ongeveer 5 mA in rust
- Uitgangsvermogen:
  1 W maximaal

Het schema

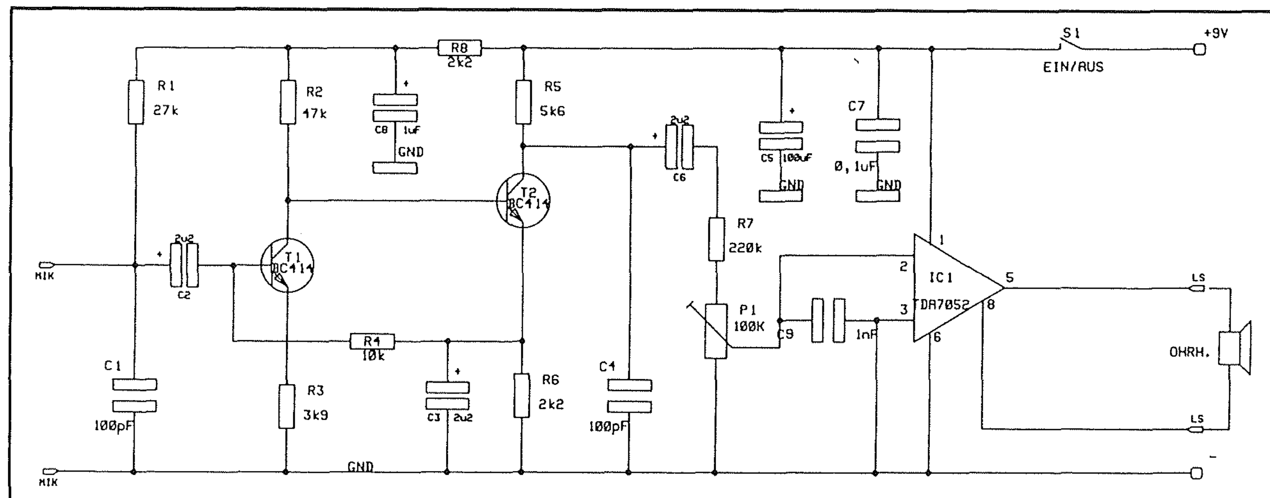
Het volledig schema van de schakeling wordt voorgesteld in figuur 4/2.19-1. De voorversterker is samengesteld rond twee transistoren van het type BC414. De versterker is klassiek van opbouw. De weerstand R1 is de belastingsweerstand van de electret microfoon. Een dergelijke microfoon is immers in wezen een stroombron en de variërende stroom door de microfoon wekt over deze weerstand een kleine spanningsval op, die versterkt kan worden. De kleine condensator C1 vormt een effectief filter tegen hoogfrequent ruisen. Het microfoonsignaal wordt via de koppelcondensator C2 aan de basis van de eerste transistor aangeboden.

Deze transistor is flink tegengekoppeld, zowel op gelijkspanning- als op wisselspanninggebied.

LEES OOK:
Hoofdstuk 3/3.27
Hoofdstuk 3/11.3
Hoofdstuk 4/2.14



2.19 Versterker voor parabool microfoon

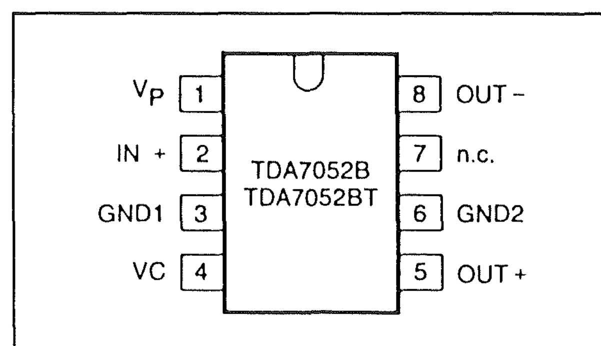


Figuur 4/2.19-1: Het volledig schema van de parabool microfoon versterker.

De gelijkspanning tegenkoppeling gebeurt via de weerstand R4, die de emitterspanning van de tweede trap terugkoppelt naar de basis van de eerste trap. Deze terugkoppeling stabiliseert de instelling van de versterker. De wisselspanning tegenkoppeling gebeurt via de weerstand R3. Bij een normale versterker wordt de emitterweerstand van de eerste trap overbrugd door een grote condensator. Het gevolg is dat de emitter voor signaalspanningen aan de massa ligt en de versterking van de trap toeneemt. Hier ontbreekt deze condensator, met als gevolg dat de emitterspanning ook op signaalniveau de spanning op de basis volgt. De versterking wordt hierdoor aanmerkelijk gereduceerd, maar de stabiliteit van de schakeling neemt toe. Bovendien heeft het verbannen van de emittercondensator tot gevolg dat de ingangsimpedantie op de basis groter wordt, iets dat zeer handig is bij het versterken van het signaal van een electret microfoon. Zo'n onderdeel is immers in wezen een condensator-microfoon en heeft dus een zeer hoge inwendige impedantie. Maximale energie-overdracht vindt dan alleen plaats als het onderdeel met een hoge impedantie wordt afgesloten.

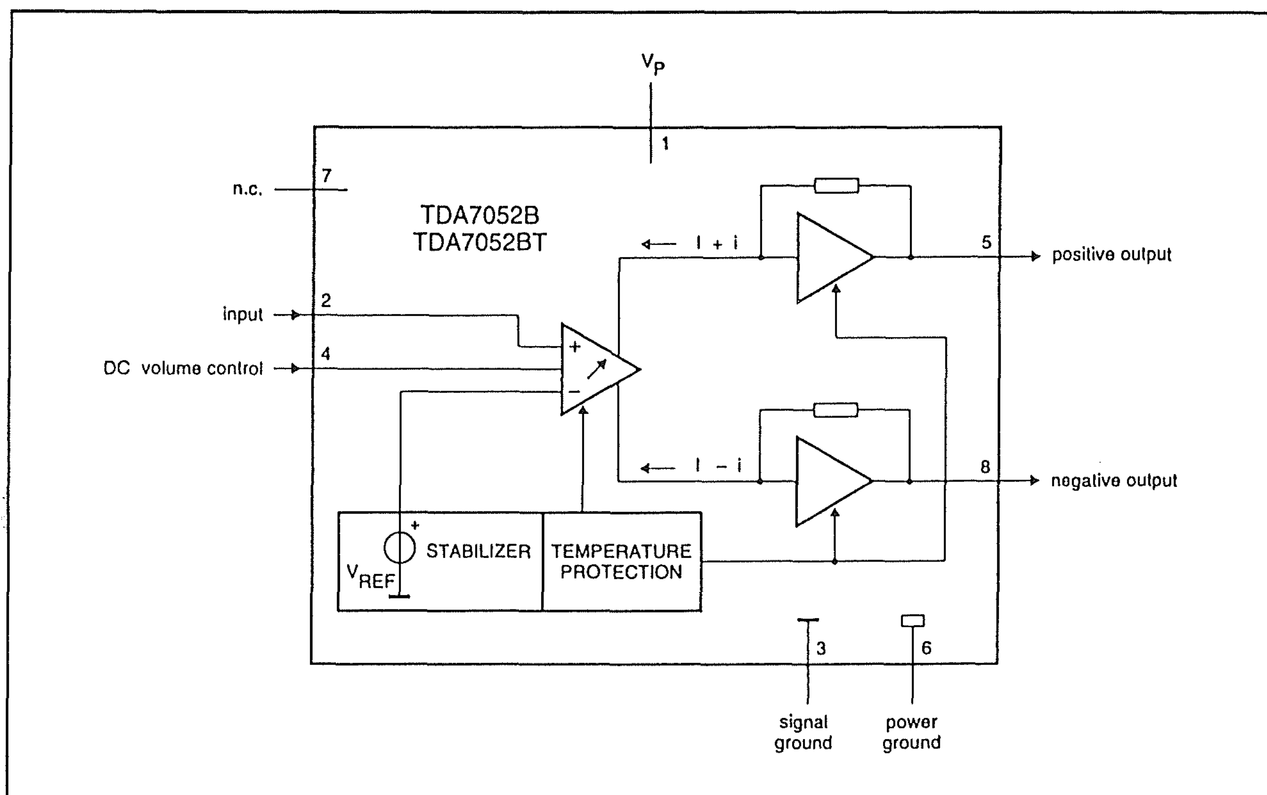
Het versterkte signaal op de collector van de eerste transistor wordt rechtstreeks aangeboden aan de basis van de tweede trap. In deze trap wordt het signaal extra versterkt. Hier wordt de emitter wél ontkoppeld met een grote condensator, met als gevolg dat het grootste deel van de totale versterking door deze tweede trap wordt geleverd.

De voedingsspanning voor de zeer gevoelige eerste trap wordt extra afgevlakt en ontkoppeld door het laagdoorlaat filtertje R8/C8.



Figuur 4/2.19-2: Aansluitgegevens van de TDA7052.

2.19 Versterker voor parabool microfoon



Figuur 4/2.19-3: Intern blokschema van de TDA7052.

De voorversterker heeft, met de aangegeven onderdelenwaarden, een signaalversterking van ongeveer 200.
Na de voorversterker volgt een kleine, geïntegreerde laagfrequent eindversterker. De TDA7052, die onder andere door Philips op de markt wordt gebracht, is ondergebracht in een DIL-8 behuizing en levert een maximaal vermogen van ongeveer 1 W aan een belasting van 8 Ω. De aansluitgegevens van dit IC zijn geschetst in figuur 4/2.19-2, het intern blokschema in figuur 4/2.19-3.
Het signaal van de voorversterker wordt via de scheidingscondensator C6, de serieweerstand R7 en de instelpotentiometer P1 aan de ingang (pen 2) van de geïntegreerde eindversterker aangeboden. De condensator C9 zorgt voor een tweede onderdrukking van ongewenste hoogfrequente ruis.
Hoewel het mogelijk is op de uitgang van de versterker een luidsprekertje met een impedantie van 8 Ω aan te sluiten, zal men in de praktijk meestal gebruik maken van een kristal oortelefoontje. Het afluisteren van vogelgeluiden vereist absolute stilte en concentratie, en aan die twee voorwaarden wordt niet voldaan als men het opgevangen geluid via een luidsprekertje weergeeft! Het zal duidelijk zijn dat de impedantie van de oortelefoon absoluut geen rol speelt. Let er wél op dat de TDA7052 een brug-uitgang heeft en dat beide aansluitingen van de luidspreker of hoofdtelefoon vrij van de massa zijn.

2.19 Versterker voor parabool microfoon

ONDERDELENLIJST

WEERSTANDEN, 1/4 W, 5 %			
R1	27 kΩ		
R2	47 kΩ		
R3	3,9 kΩ		
R4	10 kΩ		
R5	5,6 kΩ		
R6,R8	2,2 kΩ		
R7	220 kΩ		
INSTELPOTENTIOMETER, LIGGEND, 10x15 mm			
P1	100 kΩ		
CONDENSATOREN			
C1,C4	100 pF		ceramisch
C2,C3,C6	2,2 µF	16 V	print-elco
C5	100 µF	16 V	print-elco
C7	100 nF		ceramisch
C8	1 µF	16 V	print-elco
C9	1 nF		ceramisch
HALFGELEIDERS			
T1,T2	BC547, BC548, BC549		
IC1	TDA7052		
DIVERSEN			
1	IC-voetje, 8-polig		
1	schuifschakelaar, 2xOM		
2	mini-cinch (3,5 mm) chassisdelen, print		
1	9 V batterij		
1	clip voor 9 V batterij		
1	asje voor instelpotentiometer		
1	electret condensator microfoon		
1	kristal hoofdtelefoon		

De bouw van de schakeling

De schakeling kan opgebouwd worden op het printje, voorgesteld in figuur 4/2.19-4 op de transparante print-pagina. De componentenopstelling is getekend in figuur 4/2.19-5.

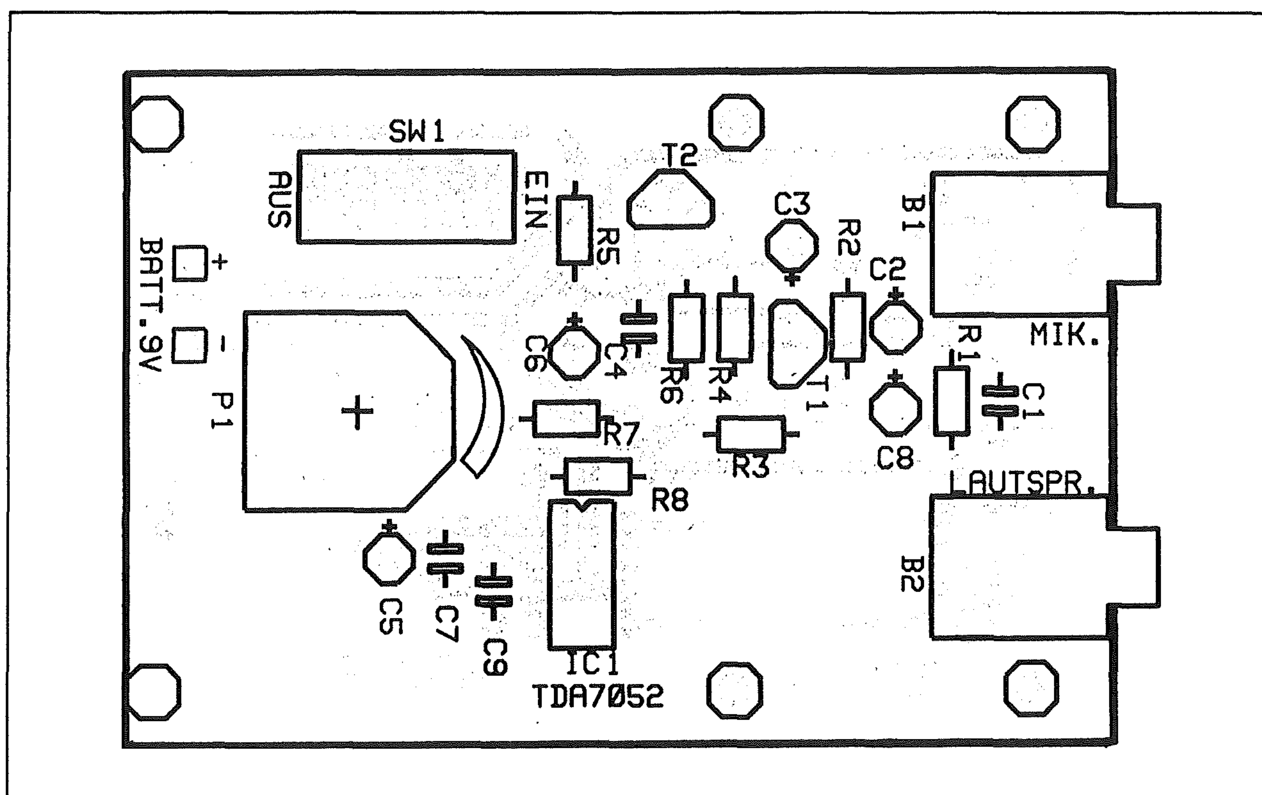
De juiste montagevolgorde is:

- de 8 vaste weerstanden;
- de 9 condensatoren, let hierbij op de polariteit van de elco's;
- de 2 transistoren;
- het IC-voetje en het IC;
- de instelpotentiometer P1 met het asje;
- de schuifschakelaar;
- de 2 connectoren;
- de batterij-clip.

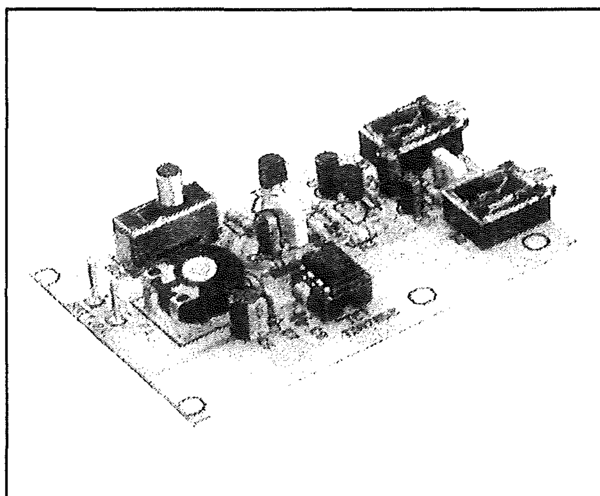
Over de montage zijn géén bijzonderheden te vermelden.

Figuur 4/2.19-6 geeft een impressie van de compleet gemonteerde print.

2.19 Versterker voor parabool microfoon



Figuur 4/2.19-5: De componentenopstelling van de schakeling.



Figuur 4/2.19-6: De compleet gemonteerde print.

Het in bedrijf nemen

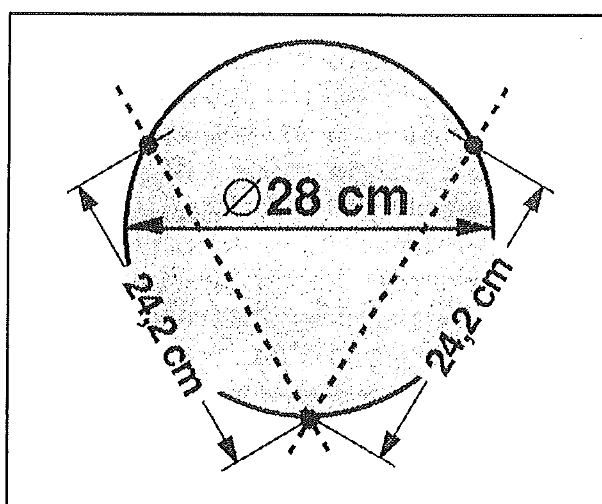
Vervolgens moet men het kabeltje van de kristal oortelefoon aan een 3,5 mm cinch-steker solderen en deze steker in het chassisdeel B2 klikken. Een platte 9 V batterij wordt met de batterij-clip verbonden en men draait de instelpotentiometer in de middenstand. Zet de schakeling aan met de schuifschakelaar en raak met een stukje blanke draad de linker aansluiting van weerstand R1 (naast B1) aan.
Het oortelefoontje moet nu een bromtoon produceren. Is dit niet het geval, dan zit er ergens een fout in de schakeling en moet men de print goed vergelijken met figuur 4/2.19-5.

Het aansluiten van de electret microfoon

Tot slot moet men de electret microfoon met de print verbinden. In de meeste gevallen wordt een dergelijk microfoontje geleverd met een stukje afgeschermde kabel. Aan dit kabeltje soldeert men een 3,5 mm cinch-steker, die in B1 wordt geklikt. Als eerste test richt men de micro-

2.19 Versterker voor parabool microfoon

foon op een geluidsbron en stelt de versterking van de schakeling zo in dat het versterkte geluid met een aangenaam niveau uit de oortelefoon komt. Denk er aan dat bij het inschakelen van de schakeling een behoorlijk luide klik uit het telefoontje kan komen. Zet daarom de volumepotentiometer altijd op minimum alvorens de print met de voeding te verbinden.



Figuur 4/2.19-7: De constructie van de parabool spiegel.

De parabool reflector

Natuurlijk kan de schakeling alleen de naam "versterker voor parabool microfoon" dragen als men een parabool microfoon op de print aansluit. De bruikbaarheid van het geheel hangt in hoge mate af van de nauwkeurigheid waarmee men de microfoon inbouwt in de parabool reflector. Door de firma Conrad Electronic, de ontwerper van deze schakeling, wordt een bijpassende, maar onbewerkte kunststof paraboolspiegel met een diameter van 28 cm geleverd. Deze spiegel moet als volgt bewerkt worden, zie ook als referentie figuur 4/2.19-7.
Op de omtrek van de spiegel worden drie punten gemarkeerd, die een gelijkzijdige driehoek vormen, waarvan de zijden precies 24,2 cm lang zijn. Op deze drie punten worden paperclip's aangebracht, die met kabelbindertjes op de spiegel worden bevestigd. De kabelbinders worden door twee 3,0 mm gaatjes gevoerd, die op een onderlinge afstand van ongeveer 5 mm rond de drie gemarkeerde punten van de spiegel worden geboord. De bedoeling is dat de kabelbinders er voor zorgen dat de paperclips loodrecht op de spiegel blijven staan. Desnoods kan men de clip's met wat twee-componenten hars in deze positie fixeren.
Het microfoon kapseltje wordt met hetzelfde soort hars gelijmd in een 10 mm gat, dat in een stukje printplaat wordt geboord. In dit plaatje worden 2 x 3 kleine gaatjes geboord, en wel zo dat ook deze een gelijkzijdige driehoek vormen. De bedoeling is nu dat dit printplaatje met drie open geknipte elastiekjes wordt verbonden met de drie paperclip's op de spiegel. Uiteraard moet de microfoon met het gevoelige oppervlak in de richting van de spiegel worden bevestigd en moet dit gevoelig oppervlak loodrecht gericht staan op het middelpunt van de parabool. Dit is zéér belangrijk! De minste of geringste afwijking reduceert de gevoeligheid van de parabool microfoon in grote mate! De drie elastiekjes moeten zo gespannen worden, dat de microfoon verend in het middelpunt van de parabool reflector wordt opgehangen. Aan het microfoonkapseltje wordt tot slot een afgeschermde kabel gesoldeerd van voldoende lengte om de constructie op een comfortabele manier met de print te kunnen verbinden. De afscherming van de kabel wordt aan het metalen kapseltje van de microfoon gesoldeerd, de centrale ader aan het vrije soldeervlakje in het midden van de achterkant van de microfoon.

2.19 Versterker voor parabool microfoon

Bouwpakket informatie

Als extra service aan de nabouwers van deze Conrad-schakeling kan nog vermeld worden dat deze "versterker voor parabool microfoon" leverbaar is als compleet bouwpakket. De samenstelling en levering van dit bouwpakket, inclusief de print, wordt verzorgd door de firma Conrad Electronic, Postbus 12, 7500 AA Enschede, telefoon 0800-099.66.00.

Het bouwpakket wordt geleverd onder de bestelcode 19-29-10-55.

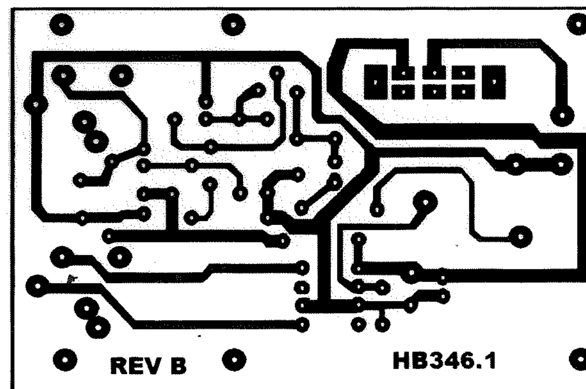
De parabool reflector is leverbaar onder de bestelcode 19-70-25-55.

Conrad levert bovendien een onbewerkte passende behuizing, inclusief batterijvakje, onder de bestelcode 10-50-74-55.

Op het genoemde adres kan men alle nodige informatie krijgen over prijzen en levertijden.

2.19 Versterker voor parabool microfoon

2.19 Versterker voor parabool microfoon



Figuur 4/2.19-4: De print voor de schakeling.

4/2.20

Uitbreidbaar multi-vox orgeltje

Inleiding

Het idee ...

Een klein printje, 2 bij 9,5 cm^2, waarop één goedkoop IC'tje en enige weerstanden en condensatoren. De helft van het printje bestaat uit niets meer dan een koperen vlakje, de "toets". Raakt men deze "toets" aan, dan wekt het printje een toontje op. Een heleboel van deze printjes kunnen naast elkaar op een aluminium plaatje worden gemonteerd, drie koperen vlakjes aan de randen van de printjes worden met een soldeerklodder doorverbonden. Het orgeltje is klaar! Naast de "toets"-printjes komt nog een bijna even klein basisprintje, dat de gestabiliseerde voeding voor de oscillatoren verzorgt en een klein eindversterkertje bevat. Hoe klein, hoe groot? U bepaalt het zélf!

Zeker niet het goedkoopste zelfbouworgeltje, maar zonder meer een erg leuk ideetje en bovendien kan men, omdat iedere toets haar eigen oscillator heeft en alle oscillatoren gemengd worden, akkoorden aanslaan, iets wat bij de meeste simpele elektronische orgeltjes absoluut onmogelijk is. Vandaar dan ook de kreet "multi-vox" in de titel van dit hoofdstuk.

Het principe

Het principe van het orgeltje is getekend in figuur 4/2-20-1. Iedere "toets"-print bestaat uit niets meer dan een simpel CMOS oscillatortje en een schakeling die het aanraken van het koperen toetsvlakje detecteert en deze actie omzet in een stuurspanning voor een poort, die het signaal van de oscillator al dan niet doorkoppelt naar de uitgang. Alle uitgangen worden resistief gemengd over 100 kΩ weerstandjes en deze menglijn wordt nadien in de basisprint aangeboden aan een inverterende sommeerversterker met virtueel massapunt. Het leuke van het systeem is dat er helemaal geen bedrading bij komt kijken. Aan de randen van de printjes bevinden zich drie koperen vlakjes:

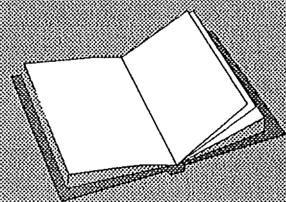
- een voor de +9 V voeding;
- een voor de massa;
- een voor de menglijn.

Monteert men alle printjes naast elkaar dan staan ook de koperen vlakjes tegenover elkaar en deze kunnen nadien met wat soldeer worden verbonden.

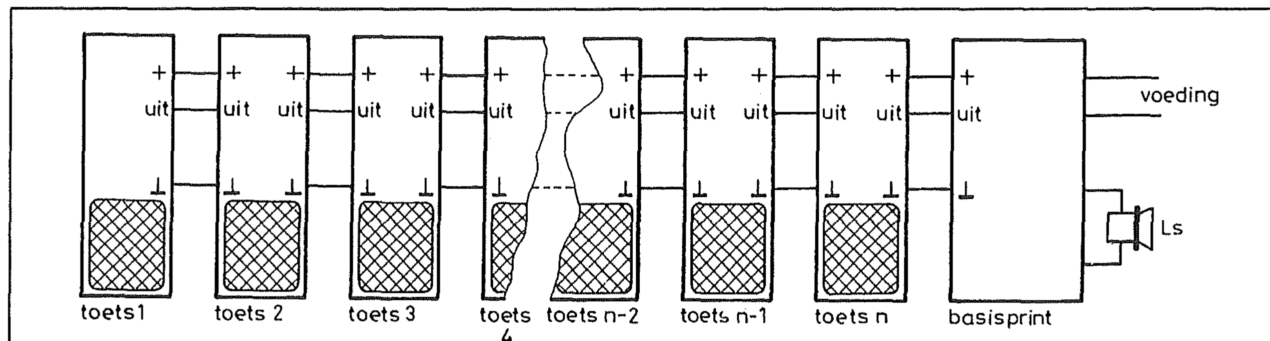
LEES OOK:

Hoofdstuk 3/12.2

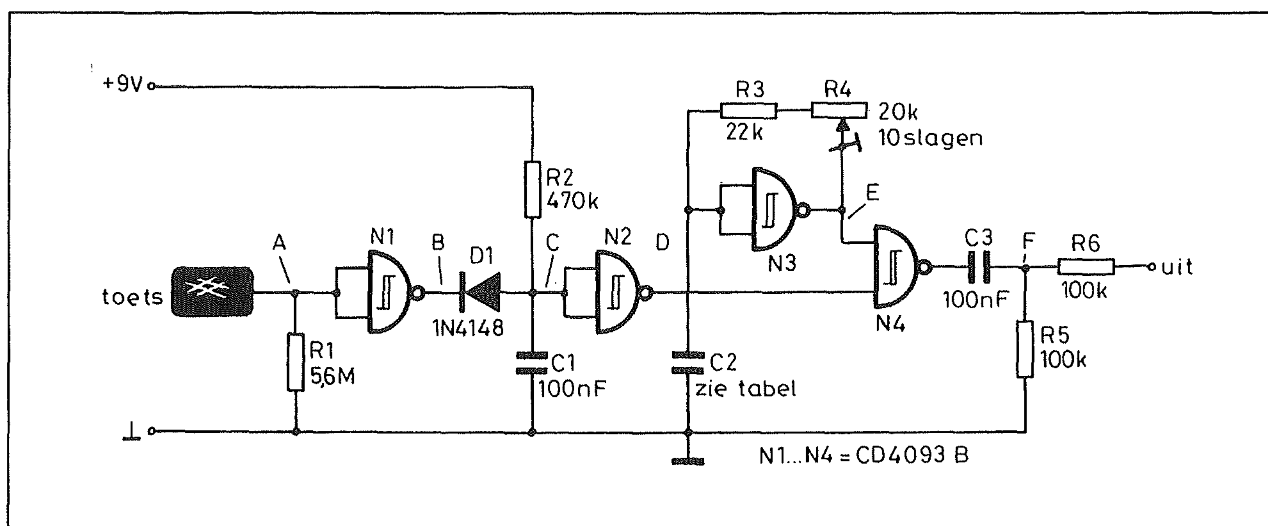
Hoofdstuk 4/2.10



2.20 Uitbreidbaar multi-vox orgeltje



Figuur 4/2.20-1: Het principe van het uitbreidbaar multi-vox orgeltje.



Figuur 4/2.20-2: Het volledig schema van één "toets".

Ieder printje heeft een 10-slagen instelpotentiometertje voor het afregelen van de toon van het printje. Ondanks de eenvoud van de schakeling is de stabiliteit (in de veronderstelling dat men een goed gestabiliseerde voeding gebruikt) opmerkenswaardig. Ook na uren is de frequentie met minder dan 1 Hz verlopen!

De "toets"-print

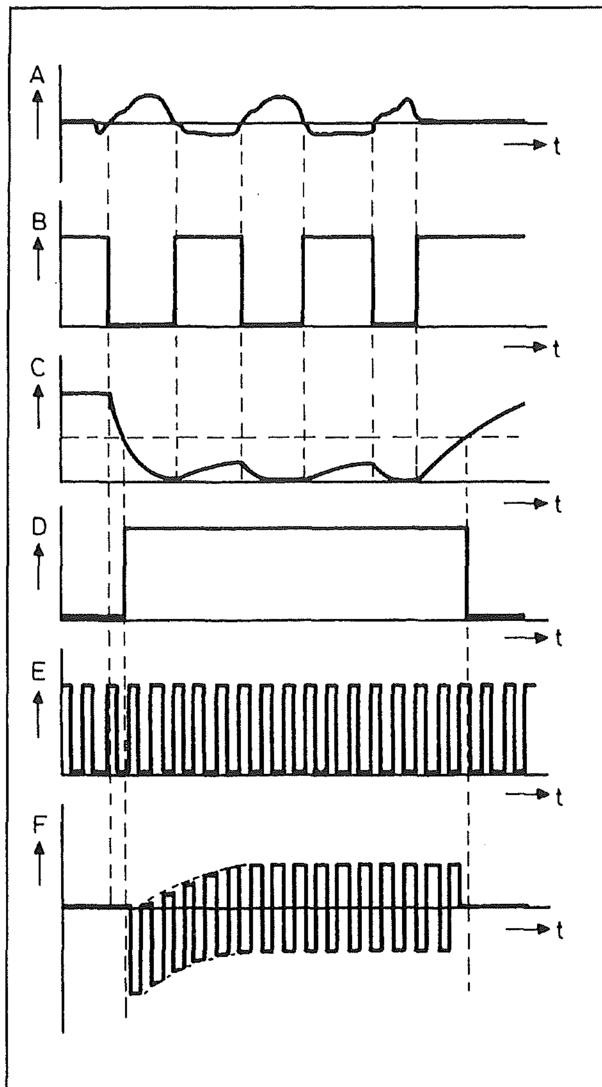
Het schema

Figuur 4/2-20-2 geeft het volledig schema van één toets. Het hart van de schakeling is een viervoudige schmitt-trigger NAND-poort van het type CD4093BE.

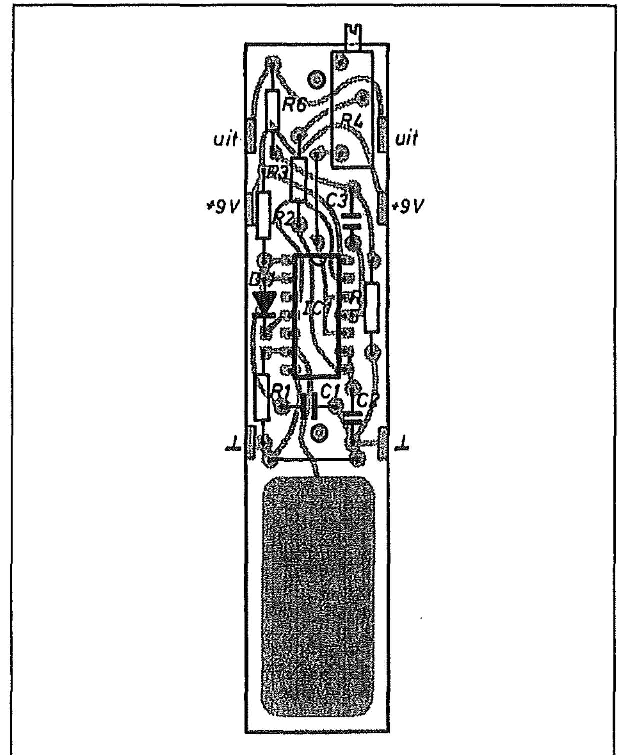
De derde poort is op de overbekende manier als oscillator geschakeld, waarbij de frequentie wordt bepaald door de waarde van de componenten C2, R3 en R4. Het uitgangssignaal van de oscillator wordt aangeboden aan één ingang van de vierde poort.

Zolang de spanning op de tweede ingang "L" is zal de poort sperren en is de uitgang "H". Deze positieve spanning wordt geblokkeerd door de condensator C3 en de weerstand R5. Er wordt geen signaal via weerstand R6 aan de menguitgang aangeboden.

2.20 Uitbreidbaar multi-vox orgeltje



Figuur 4/2.20-3: De timingdiagrammen van de schakeling van figuur 4/2-20-2.



Figuur 4/2.20-5: De componentenopstelling van de "toets"-print.

De twee overige poorten van het IC worden gebruikt voor het detecteren van het aanraken van de toets. De twee ingangen van poort 1 liggen via een zeer hoge weerstand R1 aan de massa. In rust is de uitgang van deze poort dus "H". Zoals uit de grafieken van figuur 4/2-20-3 volgt zal dan ook punt C "H" zijn. De condensator C1 wordt immers opgeladen via de weerstand R2 en de diode D1 spert. Uitgang D van poort 2 is "L" en poort 4 spert.

Raakt men nu het toetscontact aan, dan zal er 50 Hz inductie-spanning in de schakeling worden geïntroduceerd. De positieve toppen van dit signaal laten poort 1 omklappen, de uitgang wordt 50 keer per seconde "L". Als de uitgang "L" is zal diode D1 gaan geleiden en de condensator C1 onmiddellijk via de lage uitgangsweerstand van de poort ontladen. Als de uitgang weer gedurende ongeveer 10 ms "H" wordt zal de diode sperren en de condensator weer gaan opladen via de vrij hoge weerstand R2. De tijdconstante van de laadkring is echter zo groot dat de spanning over de condensator kleiner blijft dan de drempel van de schmitt-trigger ingangen van poort 2. De uitgang D blijft dus "H" zolang men de toets aanraakt en dit hoge signaal opent poort 4.

2.20 Uitbreidbaar multi-vox orgeltje

TOON	FREQUENTIE (Hz)	WAARDE C2 IN nF
A	880	47
G#	830	68
G	784	68
F#	740	68
F	698	68
E	659	68
D#	622	68
D	587	68
C#	554	100
C	523	100
B	494	100
A#	466	100
A	440	100
G#	415	100
G	392	100
F#	370	100
F	349	150
E	330	150
D#	311	150
D	294	150
C#	277	150
C	261	150
B	247	150
A#	233	150
A	220	270
G#	208	270
G	196	270
F#	185	270
F	175	270
E	165	270
D#	155	270
D	147	270
C#	138	330
C	130	330
B	123	330

Figuur 4/2.20-6: De waarde van de toonbepalende condensator C2.

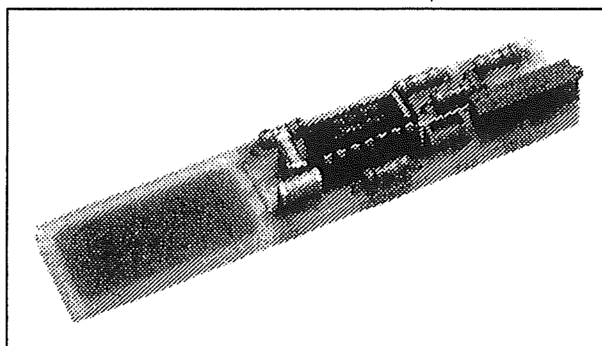
De pulsen van de oscillator belanden via poort 4, condensator C3 en weerstand R6 op de menguitgang.

Bouw van de schakeling

Het toetsprintje is getekend in figuur 4/2-20-4 op de transparante printpagina. De onderdelen worden naar hun plaats verwezen door figuur 4/2-20-5.

De waarde van de frequentiebepalende weerstanden R3 en R4 is voor alle toetsen hetzelfde. Alleen de waarde van de condensator C2 is afhankelijk van de noot die men wenst te spelen en kan worden afgeleid uit tabel van figuur 4/2-20-6.

De foto van figuur 4/2-20-7 geeft een impressie van een volledig gemonteerd printje.



Figuur 4/2.20-7: Een volledig gemonteerd "toets"-printje.

Het samen bouwen

Zoals reeds geschreven moeten de diverse "toets"-printjes op een plaatje aluminium worden gemonteerd, met de koperzijde naar boven. Naast de toetsen moet men op de aluminium plaats nog plaats reserveren voor de basis-print, die 5 cm breed is. Nadat alle printjes keurig op een rij zijn gemonteerd en de onderlinge "bedrading" is gesoldeerd, kan men het geheel reeds testen. Sluit een spanning van 9 V aan tussen de massa en de + 9 V lijnen en verbind een hoogohmige hoofdtelefoon tussen de uitgang- en de massa-lijn. Als men nu één van de toetsen aanraakt moet er een zachte welluidende toon te horen zijn. Men kan de toetsen provisorisch afregelen door gebruik te maken van een digitale frequentiemeter en de frequentiewaarden voor de verschillende tonen, gegeven in de tabel. Heeft men niet de beschikking over zo'n meetinstrument dan zal men op het gehoor moeten afregelen.

2.20 Uitbreidbaar multi-vox orgeltje

ONDERDELENLIJST "TOETS"-PRINT

WEERSTANDEN, 1/4 W, 5 %		
R1		5,6 MΩ
R2		470 kΩ
R3		22 kΩ
R5,R6		100 kΩ
TIENSLAGEN INSTELPOTENTIOMETER		
R4		20 kΩ
CONDENSATOREN		
C1,C3	100 nF	MKH
C2		zie figuur 4/2.20-6
HALFGELEIDERS		
D1		1N4148
IC1		CD4093B

er nog niet noodzakelijk de frequentie precies tot op 1/10 Hz in te stellen, omdat de frequentie van de oscillatoren erg afhankelijk is van de voedingsspanning en deze eerst na de montage van de basisprint exact bekend is.
Het is niet noodzakelijk tijdens het afregelen voortdurend een toets aan te raken. De oscillatoren zijn immers vrijlopend en men kan de frequentiemeter aansluiten op de uitgang van poort 3.

De basisprint

Inleiding

De basisprint bevat een eenvoudig eindversterkertje en een al even eenvoudige gestabiliseerde voeding voor de toongeneratoren. Een "echte" voeding zit er niet op, omdat het de bedoeling is het orgeltje te voeden uit een netstekervoeding. Deze kleine kastjes zijn spotgoedkoop en leveren een ongestabiliseerde spanning van 15 V tot 18 V. Het gebruik van zo'n ding heeft twee voordelen. Op de eerste plaats kan men (als men er de moeite voor over heeft) het orgeltje inbouwen in een eigentijds zeer plat kastje: de totale hoogte kan tot 2,5 cm worden beperkt! Op de tweede plaats, en dat is veel belangrijker, wordt het orgeltje hierdoor "kinderveilig".

Blokschema

Figuur 4/2-20-8 geeft het "blokschema" van de basisprint. Blokschema tussen aanhalingstekens, want de meeste "blokken" bestaan uit slechts enige onderdelen. De menglijn van de toonprintjes wordt eerst aangeboden aan een kring, die met een mondvol "filter- en drempelschakeling" zou kunnen worden genoemd. Deze schakeling filtert de zeer vervelende inschakelklikken die ontstaan bij het aanraken van een toets uit het signaal (in feite een hoogdoorlaat filtertje) en houdt de achtergrondruis tegen. Zoals bekend oscilleren de generatoren van de toonprintjes vrijlo-

2.20 Uitbreidbaar multi-vox orgeltje

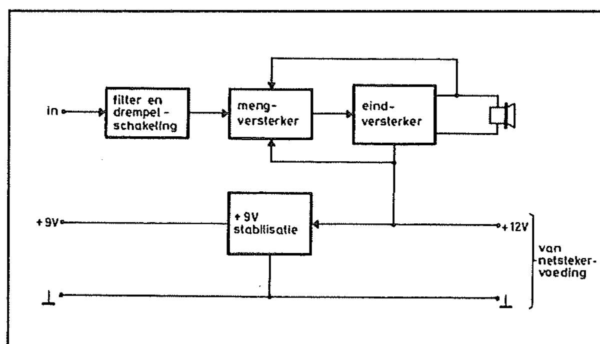
pend. Nu wordt dit signaal wel door een poort gesperd als men de toets niet aanraakt, maar toch zorgen paracitaire koppelingen in de schakeling ervoor dat er enige tientallen millivolts doordringen tot de menglijn. Als men een heleboel printjes naast elkaar heeft staan zorgen deze paracitaire signaaltjes voor een continu achtergrondgeluid, hetgeen zeer storend is. Vandaar dat er in de ingangskring een diode netwerkje is opgenomen dat deze stoorsignalen de weg naar de eindversterker verspert.

Nadien volgt de mengversterker met "virtueel nulpunt", hetgeen wil zeggen dat de menglijn wordt aangeboden aan één ingang van een operationele versterker, waarvan de tweede ingang op wisselspanningsgebied aan massa ligt. De signaalingang zoekt dan ook het nulpunt op en de menging ontstaat doordat ieder ingeschakeld toonprintje een stroompje naar de op-amp stuurt. De stromen worden bij elkaar opgeteld en omgezet in een uitgangsspanning, die de eindversterker stuurt. Dit is niets meer dan een darlington, met een luidspreker van 4 Ω tot 8 Ω als belasting. Door een terugkoppeling tussen de luidsprekeruitgang en de mengversterker werkt dit eenvoudige versterkertje prima voor vermogens tot 0,5 W. En dit is meer dan genoeg voor dit soort toepassingen.

Als laatste blok bevat de basisprint een zenerdiode, die de ongestabiliseerde spanning van de netstekervoeding omvormt tot een stabiele +9 V voor de toongenerator printjes.

Praktisch schema

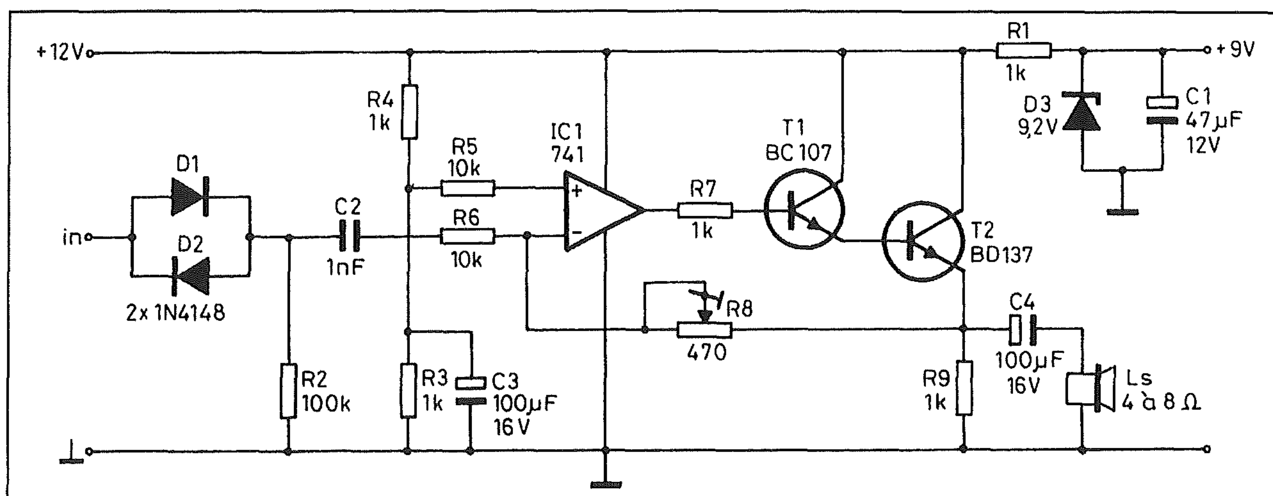
Het praktisch schema van de basisprint wordt voorgesteld in figuur 4/2-20-9. De twee dioden D1 en D2 vormen de drempelschakeling. Deze dioden hebben een zeer hoge weerstand voor kleine signalen en deze eigenschap vormt, samen met de relatief lage ingangsimpedantie van de mengversterker (R6), een soort spanningsafhankelijke verzwakker.



Figuur 4/2.20-8: Het blokschema van de basisprint.

Voor zeer kleine ingangsspanningen is de weerstand van de dioden zeer groot, hoe hoger echter de ingangsspanning, hoe kleiner de dynamische weerstand van de dioden wordt en hoe meer signaal er over weerstand R2 ontstaat. Weliswaar hebben silicium dioden ook een niet te verwaarlozen paracitaire capaciteit, maar deze is blijkbaar toch te klein om de voornamelijk pulsvormige stoorsignalen (ontstaan als de toongenerator-IC's omschakelen van "L" naar "H" en vice versa) door te koppelen naar de ingang van de op-amp. Het hoogdoorlaat filter is al even eenvoudig: de kleine condensator C2 en de ingangsimpedantie van de mengversterker R6 zullen alle signalen met een lage frequentie genadeloos de toegang ontzeggen. Omdat er geen symmetrische voeding ter beschikking staat moet de operationele versterker met een klein instelkringetje op de helft van de beschikbare voedingsspanning worden ingesteld.

2.20 Uitbreidbaar multi-vox orgeltje



Figuur 4/2.20-9: Praktisch schema van de basisprint.

Dat gebeurt met de twee even grote weerstanden R4 en R3. Op hun knooppunt staat de helft van de beschikbare spanning (ontkoppeld met C3) en deze gelijkspanning wordt aangeboden aan de niet-inverterende ingang van de versterker. Op dit punt staat dus geen signaalspanning, een belangrijk gegeven voor het begrijpen van "virtuele aarde". Het te versterken signaal komt via weerstand R6 op de inverterende ingang terecht. Nu streeft een teruggekoppelde op-amp er steeds naar het spanningsverschil tussen beide ingangen gelijk aan nul te maken. Op de eerste plaats wil dit zeggen dat men, zonder signaal, op de inverterende ingang eenzelfde gelijkspanning meet als op de niet-inverterende ingang. De uitgang van de schakeling is via de terugkoppelweerstand R8 ook met de inverterende ingang verbonden.

Het zal nu duidelijk zijn dat de emitter van T2 hetzelfde gelijkspanningspotentiaal voert als de twee op-amp ingangen. De ingang van de op-amp heeft op zich immers een zo goed als oneindige ingangsweerstand en bovendien vormt condensator C2 een blokkade, die niet door gelijkspanning kan worden genomen. Er vloeit geen gelijkstroom door R8, hetgeen betekent dat de inverterende ingang en de emitter van T2 op hetzelfde potentiaal staan, namelijk de helft van de voedingsspanning. Voor wisselspanning ligt de zaak echter anders. De impedantie van C2 is voor de signaalfrequenties vrij laag en deze signalen belanden op de linker aansluiting van weerstand R6. De rechter aansluiting staat echter gegarandeerd op de helft van de voedingsspanning en deze spanning blijft constant, omdat dit ook de spanning is op de niet-inverterende ingang. Door R6 vloeit dus een wisselstroom waarvan de grootte wordt bepaald door het signaal op de ingang. Deze stroom kan alleen via R8 afvloeien (de op-amp heeft zoals gemeld een zo goed als oneindig hoge ingangsimpedantie). Nu is R8 aanmerkelijk groter dan R6. De stroom die door beide weerstanden vloeit veroorzaakt over R8 een flinke spanningsval. De linker aansluiting van deze weerstand voert echter geen signaal (want is verbonden met de constante instelspanning op de inverterende ingang van de op-amp). Men vindt het signaal terug op de emitter van T2, op de luidsprekeruitgang van de versterker.

2.20 Uitbreidbaar multi-vox orgeltje

ONDERDELENLIJST BASISPRINT

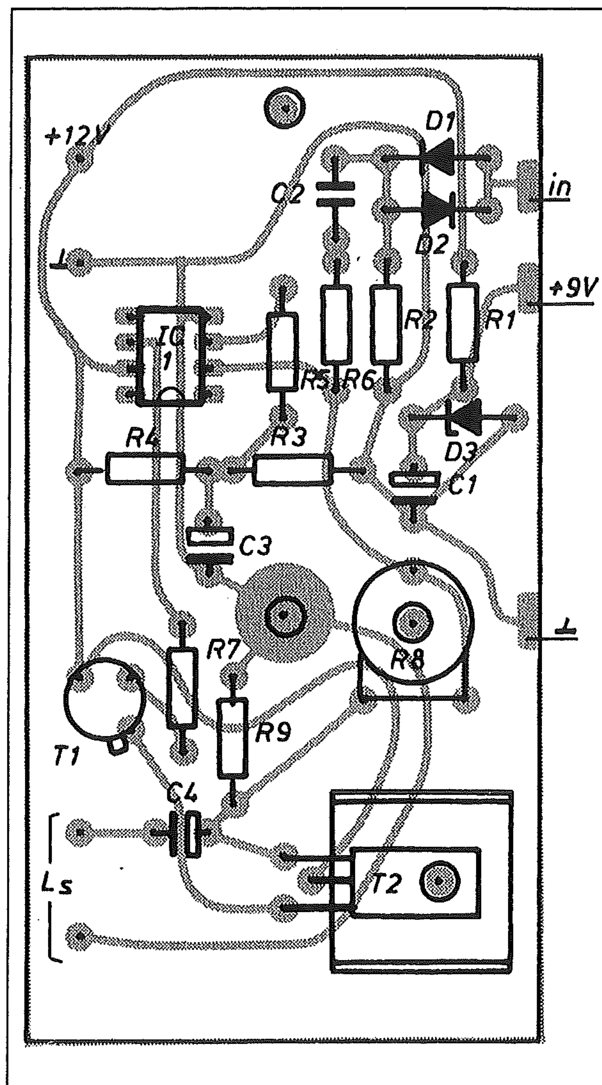
WEERSTANDEN, 1/4 W, 5 %	
R1,R3,R4,R7,R9	1 kΩ
R2	100 kΩ
R5,R6	10 kΩ
INSTELPOTENTIOMETER, 10 x 15 mm, LIGGEND	
R8	470 Ω
CONDENSATOREN	
C1	47 µF 16 V printelco
C2	1 nF MKH
C3,C4	100 µF 16 V printelco
HALFGELEIDERS	
D1,D2	1N4148
T1	BC107
T2	BD137
IC1	741, mini-DIL
DIVERSEN	
1	luidspreker, 4 Ω tot 16 Ω, 1 W
1	U-vormig koelplaatje voor T2
4	printsoldeerlipje

Kortom, de signaaltjes van de toonprintjes worden niet alleen gemengd over R6, maar bovendien versterkt met een versterkingsfactor die wordt bepaald door de verhouding tussen R6 en R8.
De +9 V voor het voeden van de orgeltoetsen wordt opgewekt over zenerdiode D3. De stabiliteit van deze kring is groot genoeg om frequentieverloop binnen aanvaardbare grenzen te houden.

Bouw van de schakeling
De print van de basisschakeling is ook als figuur 4/2-20-4 op de transparante pagina opgenomen. Deze kan op dezelfde manier als de toonprintjes op de aluminium montageplaat worden gemonteerd, rechts naast de toetsprintjes en met behulp van drie soldeerklodders met de voeding- en ingangsaansluitingen van de toonprintjes worden verbonden.
Figuur 4/2-20-10 geeft de bestukking. Voor instelpotentiometer R8 gebruikt men een 10 x 15 mm horizontale trimmer. Het gaatje P op de print wordt geboord met een spiraalboor van 5 mm. Men kan dan, na de montage, de trimmer verdraaien door een schroevedraaier door dit gaatje te steken. Deze past dan precies in het hart van de instelpotentiometer. Transistor T2 wordt gemonteerd op een minuscuul koelprofieltje, waarvan de hoogte niet meer mag bedragen dan 7 mm. Alle elektrolytische condensatoren worden plat op de print gemonteerd. Als luidspreker kan men gelijk welk miniatuurtype gebruiken met een impedantie tussen 4 Ω en 16 Ω en een vermogen van

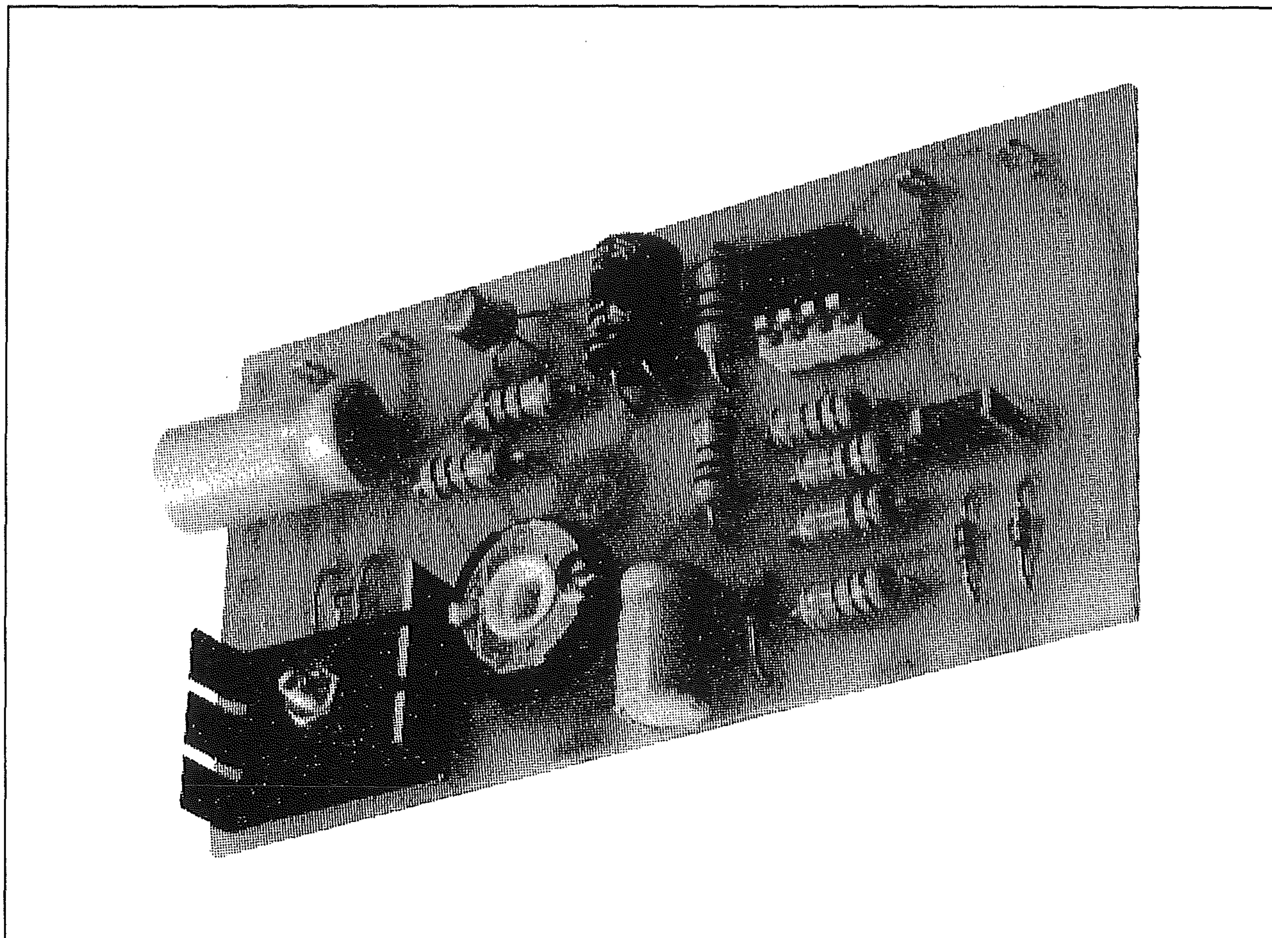
2.20 Uitbreidbaar multi-vox orgeltje

1 W. In figuur 4/2-20-11 is een impressie gegeven van de volledig gemonteerde print.
Aan de netstekervoeding worden geen speciale eisen gesteld: ieder 12 V type met een stroomcapaciteit van enige honderden mA's is bruikbaar.
Na montage van het complete orgeltje en aansluiten van de voeding kan men de toongeneratorprintjes afregelen. Deze procedure is reeds uitvoerig beschreven.



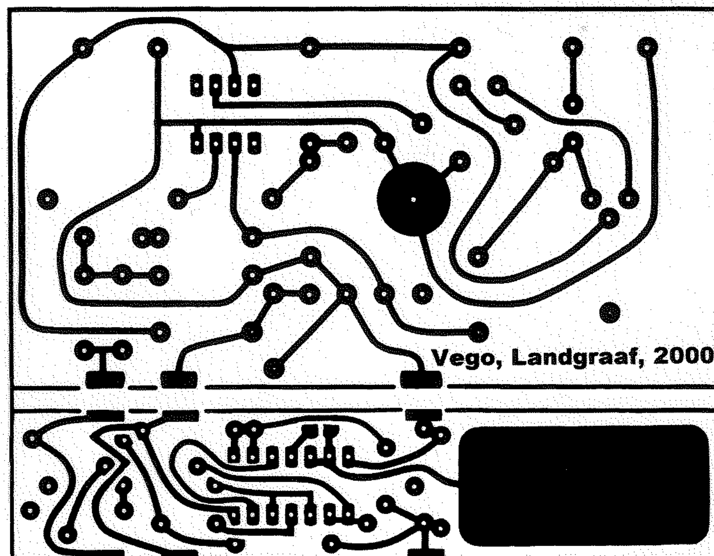
Figuur 4/2.20-10: De componentenopstelling van de basisprint.

2.20 Uitbreidbaar multi-vox orgeltje



Figuur 4/2.20-11: De compleet gemonteerde basisprint.

2.20 Uitbreidbaar multi-vox orgeltje



Figuur 4/2.20-4: De printen voor de schakeling.

4/2.21

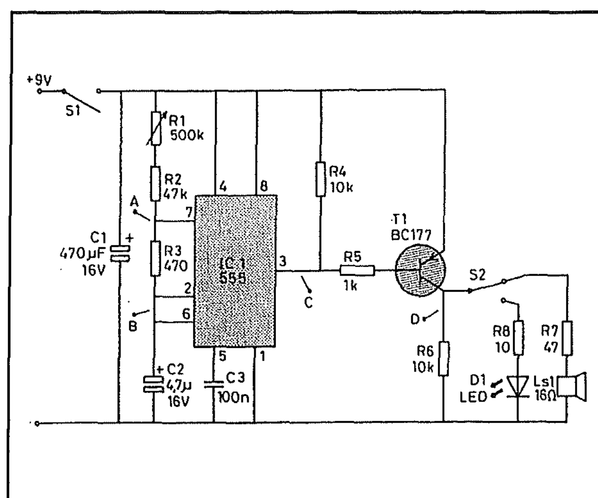
Een elektronische metronoom (2)

Inleiding

Wie het woord metronoom in de mond neemt denkt aan stoffige zolderkamertjes waar ijverige muziekstudenten, het hoofd synchroon heen en weer wiegend met de bewegingen van een metronoomslinger, moeilijke études van Chopin onder de knie proberen te krijgen. Er zijn echter nog meer toepassingen voor zo'n akoestische pulsgenerator te bedenken. Als men het frequentiegebied behoorlijk verlaagt zou men bijvoorbeeld een metronoom kunnen gebruiken om precies om de dertig seconde een foto-ontwikkeltank te kiepen. Of men zou de tikken van een metronoom als basis kunnen gebruiken voor het schoksgewijs terugtrekken van een belichtingsmasker over het proefstrookje onder de foto-vergroter. En als men de moeite zou nemen om de schaal van de in dit hoofdstuk beschreven metronoom in seconde te ijken zijn er zelfs laboratoriumtoepassingen te verzinnen!

Het schema

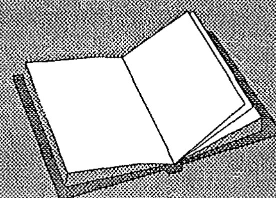
Het schema van de metronoom is de eenvoud zelve. Hart van de schakeling, voorgesteld in figuur 4/2.21-1, is een 555-timertje, geschakeld als astabiele multivibrator.
De frequentie wordt bepaald door de waarde van de onderdelen R1, R2 en C2. De twee genoemde weerstanden laden de condensator op.



Figuur 4/2.21-1: Het volledig schema van de schakeling.

Als, zoals in figuur 4/2.21-2 getekend, de spanning over de condensator gelijk wordt aan 2/3 van de voedingsspanning klapt één van de interne comparatoren om.

LEES OOK:
Hoofdstuk 4/2.2
Hoofdstuk 6/6.20



2.21 Een elektronische metronoom (2)

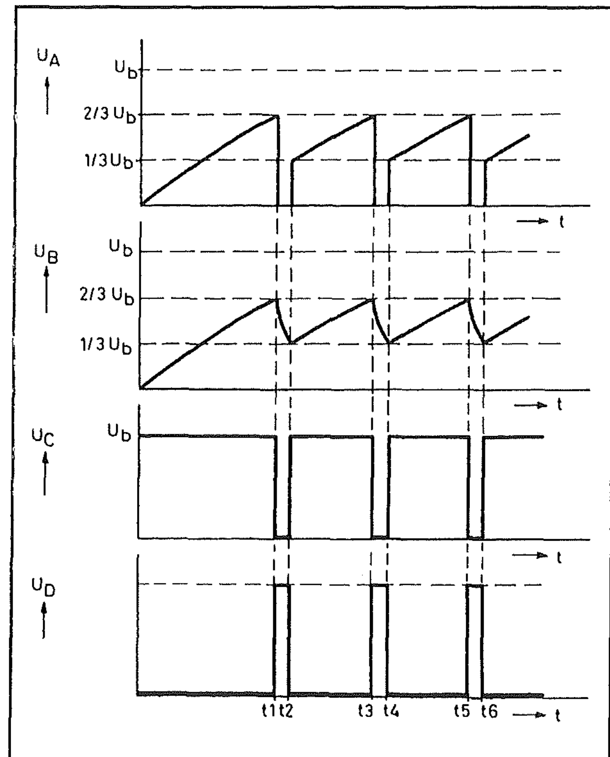
ONDERDELENLIJST

WEERSTANDEN, 1/4 W, 5 %	
R2	47 kΩ
R3	470 Ω
R4	10 kΩ
R5,R6	1 kΩ
R7	47 Ω
R8	10 Ω
DRAAIPOTENTIOMETER, MONO, LIN	
R1	500 kΩ
CONDENSATOREN	
C1	470 µF 16 V printelco
C2	4,7 µF 16 V printelco
C3	100 nF MKH
HALFGELEIDERS	
D1	LED, ROOD, 5 mm
T1	BC177
IC1	555, mini-DIL
DIVERSEN	
1	luidspreker, 16 Ω
2	tuimelschakelaar, 1 x OM
4	printsoldeerlipje
1	15 mm afstandsbusje
1	IC-voetje, 8 pennen

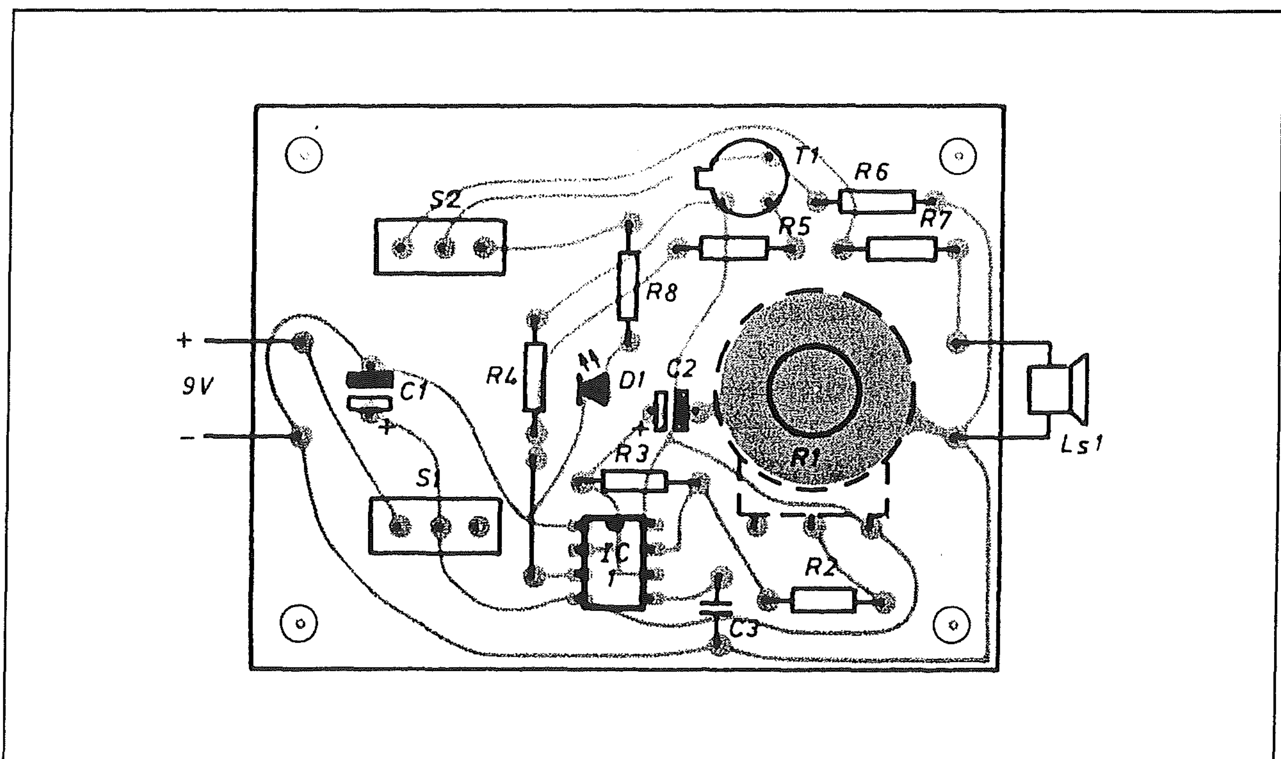
Aansluiting 7 van de 555 wordt intern met de massa verbonden en de condensator wordt nu heel snel via de zeer kleine weerstand R3 ontladen tot 1/3 van de voedingsspanning. De tweede interne comparator klapt om, pen 7 gaat weer naar een hoge impedantie-toestand en de condensator wordt weer opgeladen via de weerstanden R1 en R2. De uitgang van de 555 op pen 3 is "H" als de condensator wordt geladen en wordt naar de massa getrokken als de condensator wordt ontladen. Er ontstaan dus zeer smalle negatief gerichte pulsjes, die via weerstand R5 aan de basis van een PNP-transistor worden aangeboden. Deze gaat geleiden, punt D, de uitgang van de metronoom, wordt positief gedurende de pulstijd van de 555. Door middel van omschakelaar S2 kan men deze smalle positieve pulsjes gebruiken voor het laten oplichten van LED D1 of voor het laten tikken van luidspreker LS1. Met de in het schema ingevulde onderdelenwaarden loopt het gebied van ongeveer drie tikken per seconde tot ongeveer één tik per twee seconde. Men kan dit periodegebied uitbreiden door het vergroten van de tijdconstante RC van de laadkring, dus door het verhogen van de waarde van C2, R2 en R1.

2.21 Een elektronische metronoom (2)

Bouw van de schakeling
Het printje waar de metronoom zich thuis op voelt is getekend in figuur 4/2.21-3 op de transparante pagina. De onderdelen vinden hun weg over de print aan de hand van de plattegrond van figuur 4/2.21-4. De schakelaars kunnen rechtstreeks in de print worden gesoldeerd door eerst aan alle lipjes stevige draadjes te solderen en nadien het geheel in de print te duwen. Ook de 500 kΩ potentiometer voelt zich in zijn sas op de print, als het middelpunt van het grote koperen eiland met 10 mm wordt uitgeboord.

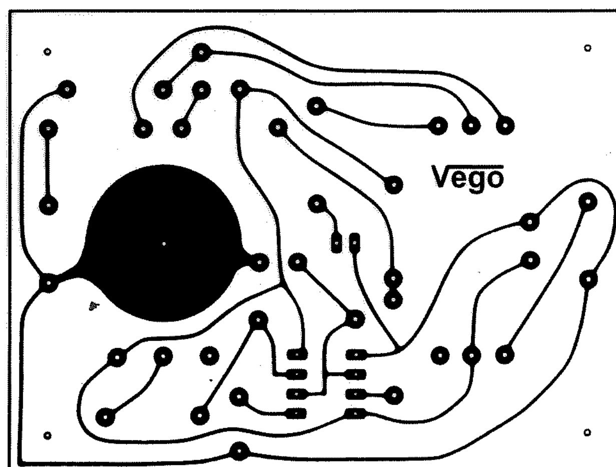


Figuur 4/4.3-2: Timing-diagrammen van de schakeling.



Figuur 4/4.3-4: De componentenopstelling van de schakeling.

2.21 Een elektronische metronoom (2)



Figuur 4/2.21-3: De print voor de schakeling.

4/2.22

Universele 3 W_{eff} eindversterker

Inleiding

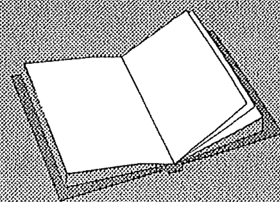
In ieder huis staan wel een paar kleine radiootjes, verborgen in wekkers, schemerlampjes, kinderspeelgoed en zo verder. De kwaliteit van het ontvangerdeel is meestal wel goed, maar de laagfrequent eindversterker en de luidspreker voldoen een geen enkele moderne kwaliteitsnorm. Eindversterkers met één IC'tje van 500 mW en een dito luidsprekertje zijn eerder regel dan uitzondering. Ook de meeste geluidskaarten in PC's leveren nauwelijks vermogen af. Bij deze kaarten wordt op de prijs bezuinigd door werkelijk de allereenvoudigste en goedkoopste eindversterkers te integreren.

Dat is erg jammer, want in principe kan uit iedere wekkerradio een fatsoenlijk geluid komen. Maar dan moet wél de onbevredigende eindversterker en luidspreker worden vervangen! Hetzelfde geldt voor de geluidskaart. Na gaat dat in het tweede geval gemakkelijker dan in het eerste geval. Iedere geluidskaart heeft immers een audio-uitgang waarop het geluidssignaal voor eindversterking ter beschikking staat. Radio's in wekkers en schemerlampen hebben die faciliteit niet. Maar, niet getreurd, ook hier kan men aan de slag. Het volstaat het apparaat open te slopen, de luidspreker op te sporen, de twee draadjes die naar dit onderdeel gaan los te solderen en in plaats van de luidspreker een weerstandje van 1 kΩ tussen de draadjes te solderen. De eindversterker moet nu geen vermogen leveren en gedraagt zich wat vervorming betreft veel beter. Het signaal over deze weerstand wordt naar buiten gevoerd en kan via een externe goede versterker een klein luidsprekerboxje voeden. De kwaliteitsverbetering van het geluid is werkelijk verbazingwekkend!

Een externe versterker

Het komt er dus op aan een universele externe eindversterker te bouwen. Men kan hiervoor gebruik maken van een van de vele goedkope speciale LF-eindversterkers die als IC op de markt worden gebracht. Maar: dat zijn nu nét die schakelingen die ook in die goedkope radiootjes worden gebruikt! Vandaar dat men beter een ontwerp met transistoren kan toepassen. Op de eerste plaats geven deze schakelingen veel minder vervorming, op de tweede plaats heeft iedere hobbyist wel een handjevol bruikbare transistoren in

LEES OOK:
Hoofdstuk 4/2.9
Hoofdstuk 4/2.13

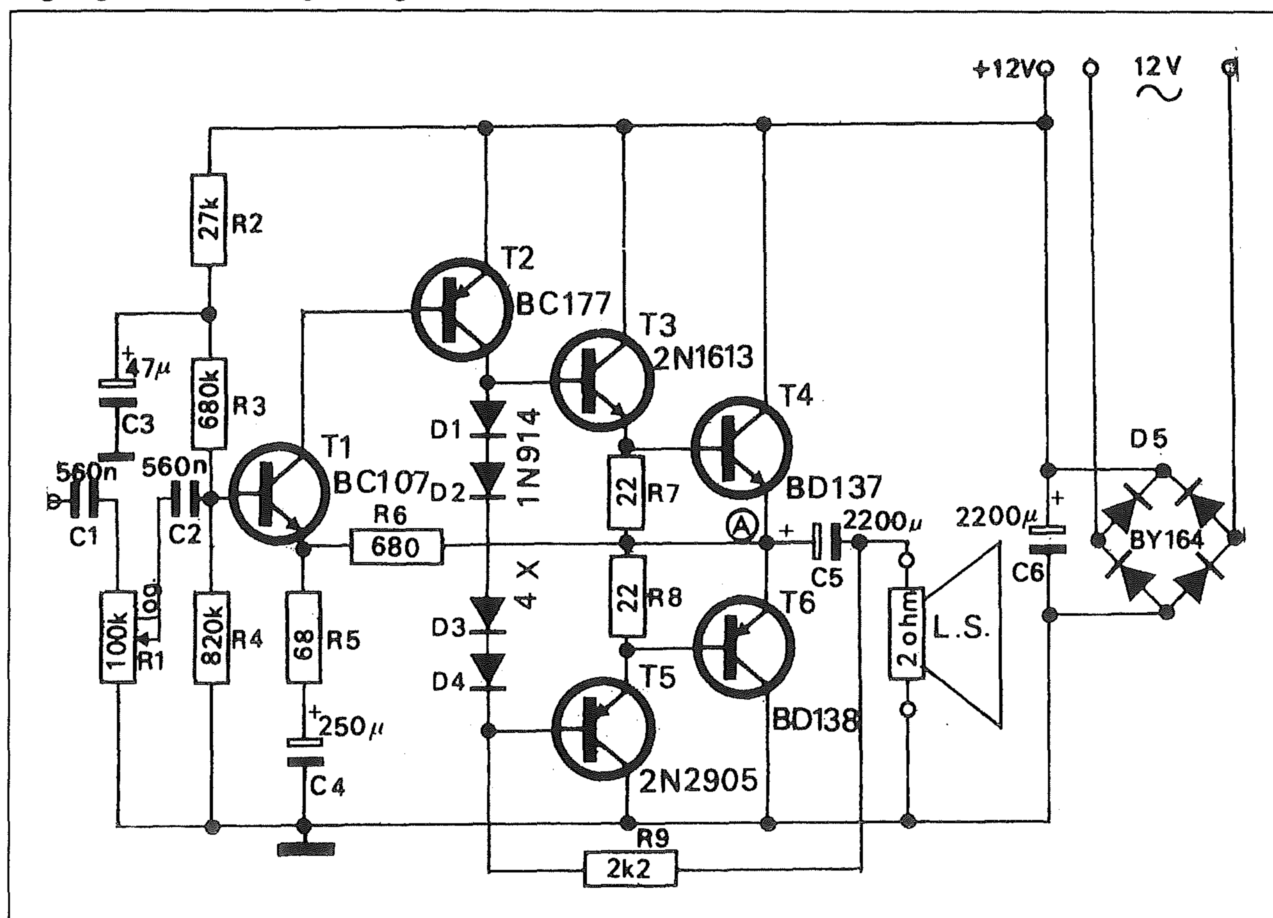


2.22 Universele 3 W_{eff} eindversterker

de "lijkenkist" ter beschikking die uitstekend van pas komen. In dit hoofdstuk wordt een kleine oppep-versterker beschreven met een vermogen van 3 W. Drie watt? Ja, maar dan wél "echte" watt! Oftewel het effectieve wisselspanningsvermogen dat in de luidspreker wordt gestuurd. Dat is heel wat meer dan de fantasiecijfers van vaak 50 W die op de eindversterkertjes worden vermeld die voor de PC te koop zijn. Ondertussen zijn die geweldig krachtige versterkers wél voorzien van een netstekervoeding die 250 mA bij 12 V levert.

De schakeling

De volledige schakeling van deze versterker is getekend in figuur 4/2.22-1. Als ingang wordt het signaal gebruikt dat in de radio over de luidspreker staat. Omdat dit signaal van toestel tot toestel in grootte varieert, moet de ingang van de versterker in staat zijn al deze verschillende signalen te verwerken. De condensator C1 houdt eventueel op het luidsprekersignaal aanwezige gelijkspanning tegen. Zoals bekend laat een condensator alleen wisselspanning door. De weerstand (potentiometer) R1 dient als volumeregelaar. Als het luidsprekersignaal te groot is, waardoor de versterker overstuurd zou worden, kan men met deze potentiometer het signaal verkleinen. Condensator C2 zorgt ervoor dat de gelijkspanning, die op de basis van de transistor T1 aanwezig is, niet via de potentiometer R1 naar de massa kan afvloeien.



Figuur 4/2.22-1: Het volledig schema van de 3 W oppep-versterker.

2.22 Universele 3 W_{eff} eindversterker

De reeds genoemde transistor T1 is de eerste versterkertrap van de versterker. De weerstanden R3 en R4 hebben een zeer belangrijke funktie. Deze bepalen namelijk de gelijkspanningsinstelling van de gehele versterker. Bij dit soort versterkers is het namelijk zo, dat het maximum vermogen dat geleverd kan worden voornamelijk afhankelijk is van de gelijkspanningsinstelling van de laatste transistoren. Punt A moet op de helft van de voedingsspanning ingesteld worden, in dit geval op 6 V. Iedere afwijking van deze instelling zorgt voor een grote vervorming van het geluid en reductie van het maximale vermogen. De twee weerstanden R3 en R4 zijn nu zó gekozen, dat aan die belangrijke eis voldaan is.
Het netwerkje R2 en C3 is eigenlijk niet fundamenteel voor de werking. Deze onderdelen zorgen ervoor dat eventuele onzuiverheden op de voedingsspanning niet op de basis van de eerste transistor terecht komen. Vooral bij voeding uit een 12 V accu in een rijdende auto is dit van belang. De accuspanning is steeds min of meer "verontreinigd" door storingen afkomstig van de ontsteking. Bij voeding uit het net zorgt dit netwerk voor een effectieve onderdrukking van overblijfselen van de 50 Hz wisselspanning van het net.
Hoe werkt nu de eigenlijke versterker?
Zoals men weet komt het er bij een vermogensversterker op aan een spanning om te zetten in een stroom. Om de conus van de luidspreker aan het trillen te brengen is er inderdaad een flinke stroom vereist. Hoe groter de luidspreker, hoe meer stroom is vereist. Een vermogensversterker zoals deze valt dus steeds uiteen in twee delen. Eén schakeling zet de spanning die aan de ingang van de versterker wordt aangeboden, om in een kleine stroom. Een tweede gedeelte van het schema versterkt die kleine stroom tot hij groot genoeg is om de luidspreker aan de praat te krijgen.
De eerste taak wordt uitgevoerd door de transistoren T1 en T2.
Zoals reeds gezegd, zorgen de weerstanden R3 en R4 voor de gelijkstroominstelling van de schakeling. De spanning, die door deze weerstanden op de basis van transistor T1 wordt aangebracht, doet een kleine stroom door deze basis vloeien. De halfgeleider versterkt deze stroom, zodat door de collector een grotere stroom vloeit. De collector is rechtstreeks verbonden met de basis van de tweede transistor. De volledige collectorstroom van T1 vloeit dus door de basis van T2. Als gevolg gaat door de collector van deze transistor een tamelijk grote stroom vloeien. Als geen signaal aan de versterker wordt aangeboden, is deze stroom constant. Het in bedrijf aanwezige geluidssignaal aan de ingang van de versterker, komt via de condensatoren C1 en C2 al of niet verzwakt door de potentiometer R1 op de basis van transistor T1. Door dit geluidssignaal gaat de basisspanning variëren op het ritme van het signaal. Gevolg is dat eveneens de basisstroom fluctueert. De twee transistoren versterken deze stroomvariaties. Het gevolg is dat de ingangsspanning wordt omgezet in een stroom die vloeit door de collector van transistor T2 en die evenredig is met het geluidssignaal.
Aan de eerste voorwaarde is dus reeds voldaan. Uiteraard is deze stroom nog veel te klein om de conus van de luidspreker aan het trillen te brengen. De stroom moet versterkt worden. De vier overige transistoren nemen deze taak voor hun rekening.
De collectorstroom van T2 vloeit in de basissen van de transistoren T3 en T5. Dat zijn twee zogenaamde middelgroot ver-

2.22 Universele 3 W_{eff} eindversterker

mogen halfgeleiders. Dit is ook te zien aan de afmetingen. Ze zijn groter dan de transistoren T1 en T2, die signaalverwerkende transistoren heten. De basisstromen van T3 en T5 veroorzaken grotere emitterstromen. Deze sturen de vermogenstransistoren T4 en T6. Zoals uit het schema blijkt, zijn de emitters van deze halfgeleiders rechtstreeks met elkaar verbonden. Ze vormen het punt A, waar zoals reeds gezegd, als alles goed gaat, de helft van de voedingsspanning terug te vinden is. Aan dit punt A kan de luidspreker worden verbonden. Nu vindt een speaker het niet fijn als er gelijkspanning over zijn aansluitklemmen staat. De 6 V op punt A moet dus worden tegengehouden. Daarvoor zorgt condensator C5. Omdat door deze condensator wel de vrij grote wisselstroom moet vloeien, die het geluid uit de luidspreker tevoorschijn tovert, is deze condensator zeer groot. De werking is nu zeer eenvoudig. De stroom, die vloeit door de twee eindtransistoren T4 en T6, gaat via de condensator C5 naar de luidspreker en zorgt voor de beweging van de conus.
Enige vragen moeten nog beantwoord worden. Allereerst de noodzaak van vier stroomversterkende transistoren. Zou het bijvoorbeeld niet kunnen met alleen maar T3 en T4? In principe wel. Nadeel van deze methode is echter dat veel vermogen in de halfgeleiders zou verloren gaan en dat de versterker vrij veel vervorming zou leveren. Daarom is gekozen voor de uitgebreidere en duurdere schakeling met vier stroomversterkende transistoren. Het gebruikte principe heet "complementaire eindtrap". De schakelingen rond T3 en T5 en T4 en T6 zijn elkaars spiegelbeeld, elkaars complement. Zoals men weet bestaat een geluidssignaal fundamenteel uit sinusspanninkjes met verschillende frequenties. Iedere sinusspanning is voor de helft positief en voor de helft negatief. Een complementaire eindtrap is zeer goed in staat beide helften van het signaal te verwerken. Bij het positief gedeelte van het signaal stuurt de transistor T4 stroom door de condensator C5 en de luidspreker. De condensator wordt door deze stroom opgeladen en de conus van de luidspreker beweegt zich bijvoorbeeld naar achter.
Gedurende de negatieve helft van het signaal zal de transistor T6 de elco ontladen, waardoor een stroom in tegengestelde richting door de luidspreker gaat vloeien. De conus beweegt zich naar voren.
Op deze manier wordt het vermogen, dat in een systeem met slechts één eindtransistor in deze transistor verloren zou gaan, opgeslagen in de condensator C5 en nuttig gebruikt bij de ontlading door transistor T6.
De vervorming van dit systeem is eveneens veel lager dan bij een schakeling met één eindtransistor.
Volgende vraag die eventueel kan rijzen is de functie van de vier dioden D1 tot en met D4. Deze verminderen de zogenaamde "cross-over" vervorming. Een transistor heeft namelijk een dode zône, waarin hij niet werkt. Algemeen kan men zeggen dat het spanningsverschil tussen basis en emitter groter moet zijn dan 0,7 V (dit geldt voor de in deze schakeling gebruikte silicium transistoren). Als dit spanningsverschil lager is, werkt de transistor niet. Als er geen maatregelen genomen werden zou dus de versterker niet functioneren in een bepaald gebied van de ingangsspanning. Dit zou tot grote vervormingen in het luidsprekersigaal leiden. Het merkwaardige fysische feit doet zich echter voor dat over een geleidende silicium diode een spanning verschijnt van eveneens

2.22 Universele 3 W_{eff} eindversterker

0,7 V. De functie van de vier dioden is nu duidelijk. Door deze elementen vloeit de collectorstroom van transistor T2. Over iedere diode ontstaat dus een vrijwel constante spanning van 0,7 V. De dioden zorgen voor het opheffen van de dode zônes van de vier eindtransistoren. De spanning over D1 en D2 compenseert de dode zônes van de transistoren T3 en T4, de spanning over D3 en D4 doet hetzelfde bij de transistoren T5 en T6.

Terugkoppeling

Een tot nu toe onbesproken netwerk, dat een zeer belangrijke rol vervult, is opgebouwd uit de componenten R5, R6 en C4. Dit netwerk is verbonden met het veelgenoemde punt A van de versterker en staat in de emitter van de eerste versterkende transistor. De functie van de condensator is duidelijk. Was hij er niet, dan zou de 6 V van punt A afvloeien naar massa via de kleine weerstanden R5 en R6. De functie van deze weerstanden is het vormen van een terugkoppellus. Principieel zou de versterker ook werken zonder deze terugkoppeling. Maar de schakeling zou instabiel zijn, er zou kans bestaan dat de zaak uit de hand liep doordat bijvoorbeeld de omgevingstemperatuur zou oplopen.
Transistoren zijn zeer temperatuursgevoelig. Allerlei eigenschappen van deze halfgeleiders veranderen snel als de temperatuur verandert. Bovendien veranderen de meeste eigenschappen in ongunstige zin. Lekstromen bijvoorbeeld worden groter als de temperatuur stijgt. Nu zal het duidelijk zijn dat de transistoren in een versterker een beetje opwarmen door de stromen die er doorheen vloeien. Zonder terugkoppeling zou door deze lichte temperatuurstijging bijvoorbeeld de stroom door een transistor van de schakeling groter worden. Het gevolg is dat dit element nog meer opwarmt. De stroom vergroot, de temperatuur stijgt nog meer en in minder dan geen tijd zou de zaak instabiel worden, wat resulteert in een vernieling van de versterker.
De terugkoppeling zorgt ervoor dat deze oncontroleerbare processen zich niet kunnen voordoen. De terugkoppeling voelt als het ware aan via de weerstand R6 in welke toestand de versterkeruitgang zich bevindt en geeft deze informatie door aan de eerste versterkertrap. Als er iets raars begint te gebeuren aan de uitgang, kan de transistor T1 de nodige maatregelen nemen door bijvoorbeeld minder te gaan versterken.
Afgezien van deze stabiliserende werking bepaalt de terugkoppeling de totale spanningsversterking van de versterker. Deze versterking is gelijk aan de verhouding van R6 tot R5. In dit geval is deze verhouding tien. Dit wil zeggen dat voor vol vermogen aan de uitgang de spanning aan de ingang van de versterker gelijk moet zijn aan 0,25 V. Dit is ruim voldoende om zelfs het kleinste draagbaar radiootje op te peppen tot de gewenste 3 W lawaaischopper. De weerstand R9, tenslotte, zorgt eveneens voor een soort terugkoppeling in de eindtrap van de versterker.

De luidsprekerimpedantie

Een vraag die nog beantwoord moet worden is waarom de luidsprekerimpedantie 2 Ω moet zijn. Moeten hoeft het eigenlijk niet, de versterker werkt eveneens met hogere luidsprekerimpedanties. Wel wordt het maximale vermogen dan veel kleiner. Zoals men weet is het vermogen dat in een luidspreker wordt opgewekt afhankelijk van de impedantie van de luidspreker en van de spanning over deze luidspreker.

2.22 Universele 3 W_{eff} eindversterker

ONDERDELENLIJST

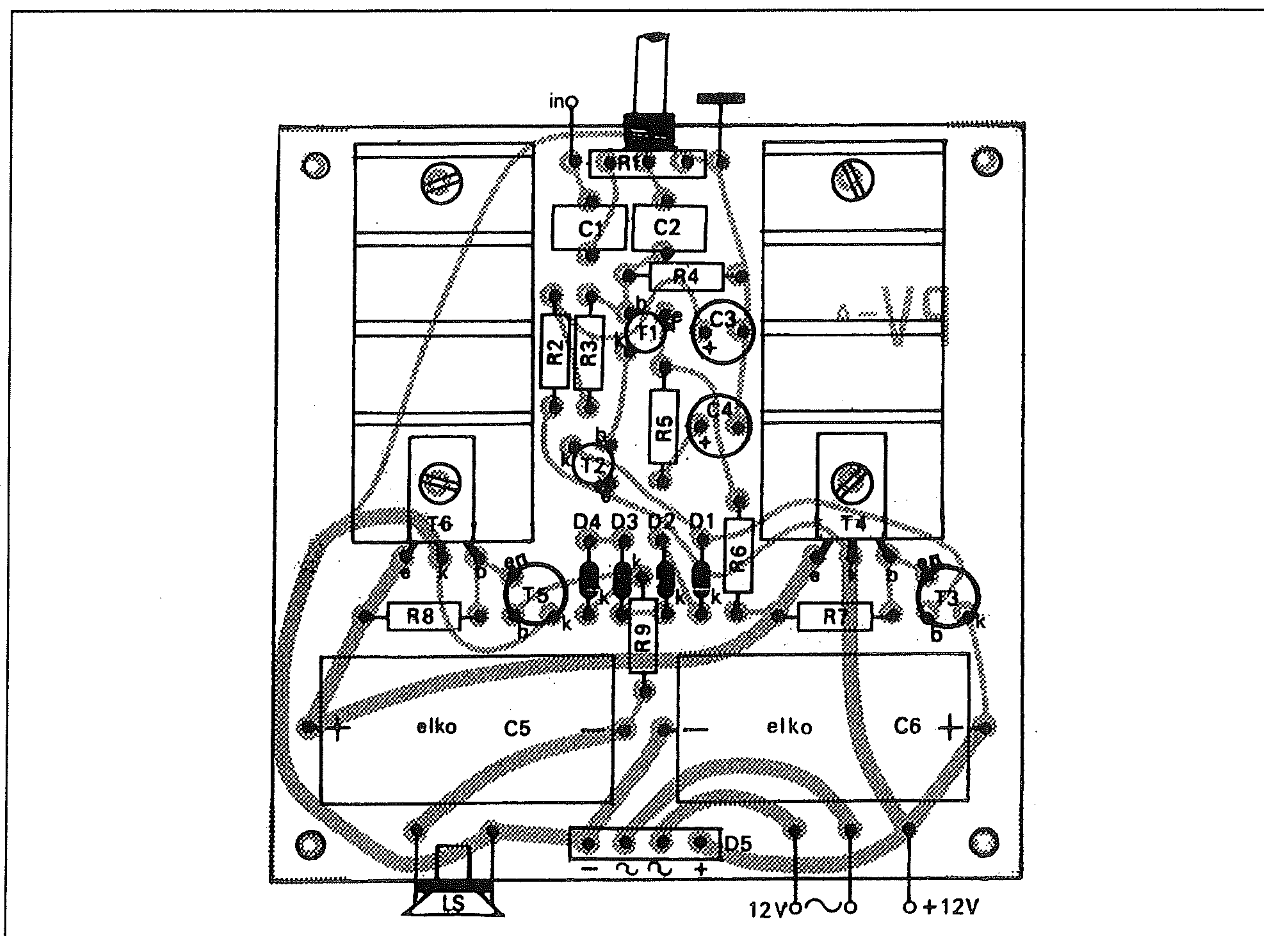
WEERSTANDEN, 1/4 W, 5 %		
R2	27 kΩ	
R3	680 kΩ	
R4	820 kΩ	
R5	68 Ω	
R6	680 Ω	
R7,R8	22 Ω	
R9	2,2 kΩ	
INSTELPOTENTIOMETER, 10 x 5 mm		
R1	100 kΩ	
CONDENSATOREN		
C1,C2	560 nF	MKH
C3	47 µF	16 V printelco
C4	250 µF	16 V printelco
C5,C6	2.200 µF	16 V printelco
HALFGELEIDERS		
D1,D2,D3,D4	1N4148	
D5	BY164	
T1	BC107	
T2	BC177	
T3	2N1613	
T4	DB137	
T5	2N2905	
T6	BD138	
DIVERSEN		
1	trafo, 2 x 12 V, 2 x 1 A	
1	AAN/UIT-schakelaar	
1	12 V controlelampje voor chassismontage	
1	zekeringhouder voor chassismontage	

Nu is die tweede grootheid bij deze versterker beperkt, door de eis dat de versterker in de auto bruikbaar moet zijn, met als nadeel de beperkte voedingsspanning van 12 V. Als de spanning niet kan stijgen, dan moet de luidsprekerimpedantie maar dalen. De gewenste 2 Ω luidspreker is niet in de handel, maar kan heel eenvoudig verkregen worden door twee normale 4 Ω speakers parallel te schakelen. Bij gebruik in de auto heeft men dan als bij komend voordeel dat zowel de voorste als de achterste passagiers over een eigen luidspreker kunnen beschikken.

De voeding

Over de voeding van de versterker valt weinig te zeggen. Bij accuvoeding wordt de 12 V rechtstreeks aan de schakeling aangelegd. De grote elco C6 dient dan als extra afvlakking en zuivering van de spanning. Wil men de versterker uit het lichtnet voeden, dan volstaat een gelijkrichtcel als de BY146 en de elco C6.

2.22 Universele 3 W_{eff} eindversterker



Figuur 4/2.22-3: De componentenopstelling van de print.

De benodigde 12 V wisselspanning is afkomstig van een kleine 12 V - 1 A trafo.

De bouw van de schakeling

Zoals bij alle nabouwprojekten in "Hobby Elektronica" is er ook hier naar gestreefd de nabouw zo probleemloos mogelijk te maken.

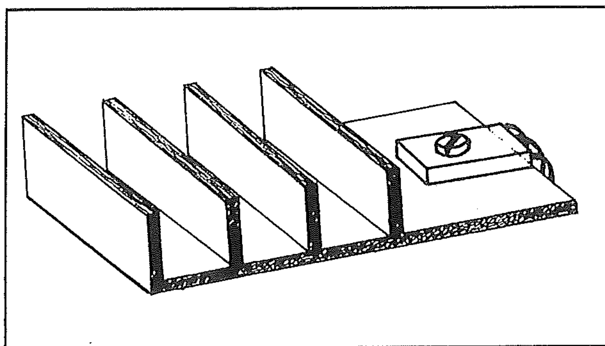
Alle onderdelen, behalve uiteraard de voedingstrafo, kunnen rechtstreeks op de gedrukte bedrading gemonteerd worden, zie figuur 4/2.22-2 op de laatste pagina van dit hoofdstuk.

Figuur 4/2.22-3 geeft het bestukkings- en bedradingsplan. Bij het bestukken van de print is het zoals steeds opletten geblazen bij de montage van elco's en dioden. Op de juiste polariteit letten!

De twee eindtransistoren moeten van een koelplaat worden voorzien. Uiteraard kan men zélf wat knutselen met blik of aluminium. In het prototype werden de transistoren gemonteerd op de helft van een 11 cm breed profiel. Dit profiel, uit 2 mm dik aluminium, is voorzien van 8 opstaande randen, waardoor het koeloppervlak vergroot wordt. Van dergelijk profiel is een strook van 25 mm afgezaagd en vervolgens is dat stuk doormidden gezaagd. Figuur 4/2.22-4 toont het resultaat. Dit profiel wordt van twee 3,5 mm gaatjes voorzien en kan op de print bevestigd

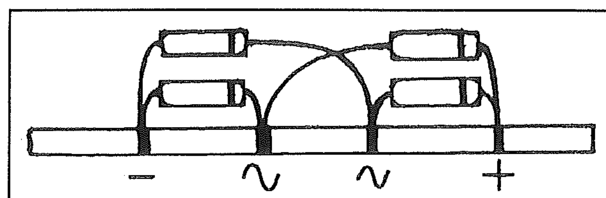
2.22 Universele 3 W_{eff} eindversterker

worden. Met één van de bevestigingsschroeven wordt eveneens de eindtransistor vastgeschroefd.

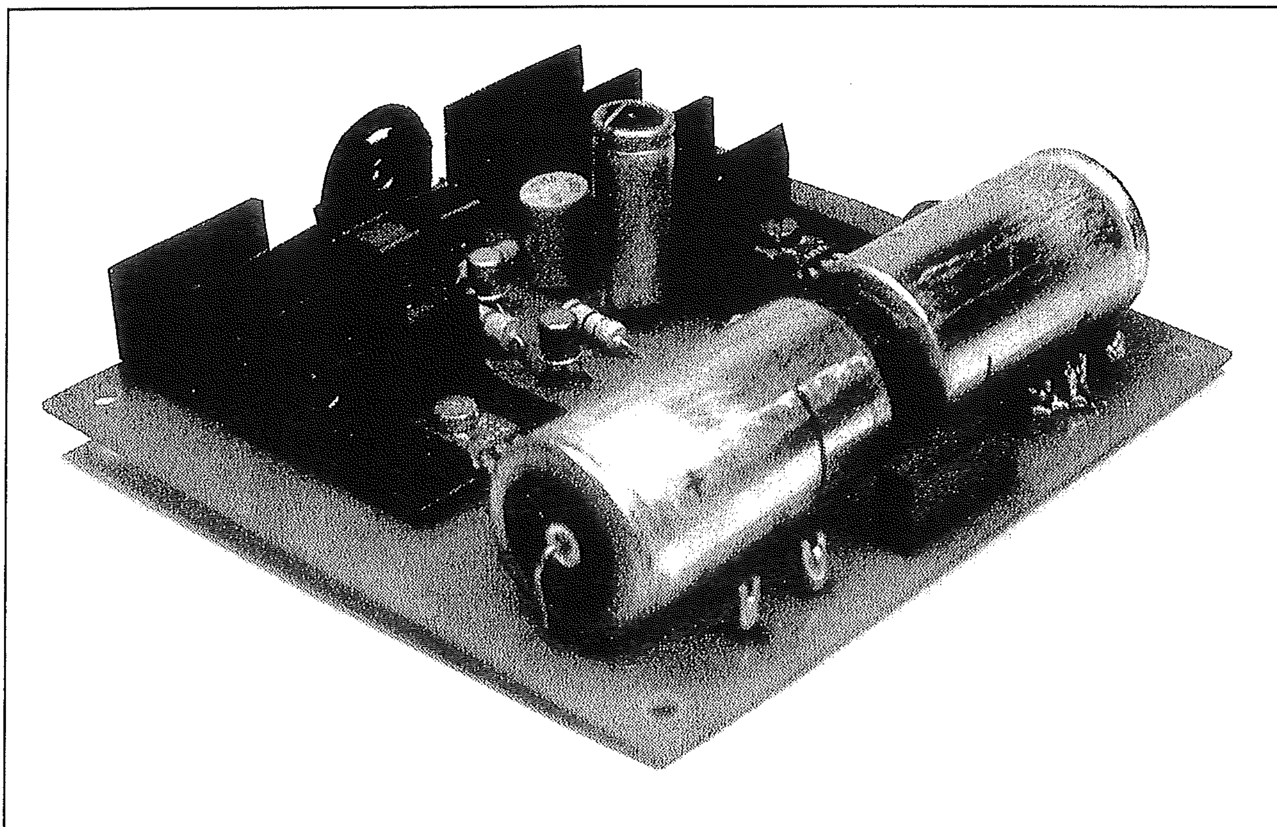


Figuur 4/2.22-4: De koeling van de twee eindtransistoren.

Als gelijkrichter werd, zoals reeds gemeld, een BY164 brugcel gebruikt. Indien deze moeilijk verkrijgbaar is, kunnen eveneens vier separate dioden, zoals bijvoorbeeld de 1N4004 gebruikt worden. Deze worden in de printgaatjes gemonteerd zoals figuur 4/2.22-5 toont. Isoleer de lange diode-einden, zodat deze door het trillen in de rijdende auto nooit tot kortsluiting aanleiding kunnen geven!
Figuur 4/2.22-6 geeft een impressie van het afgemonteerde prototype.

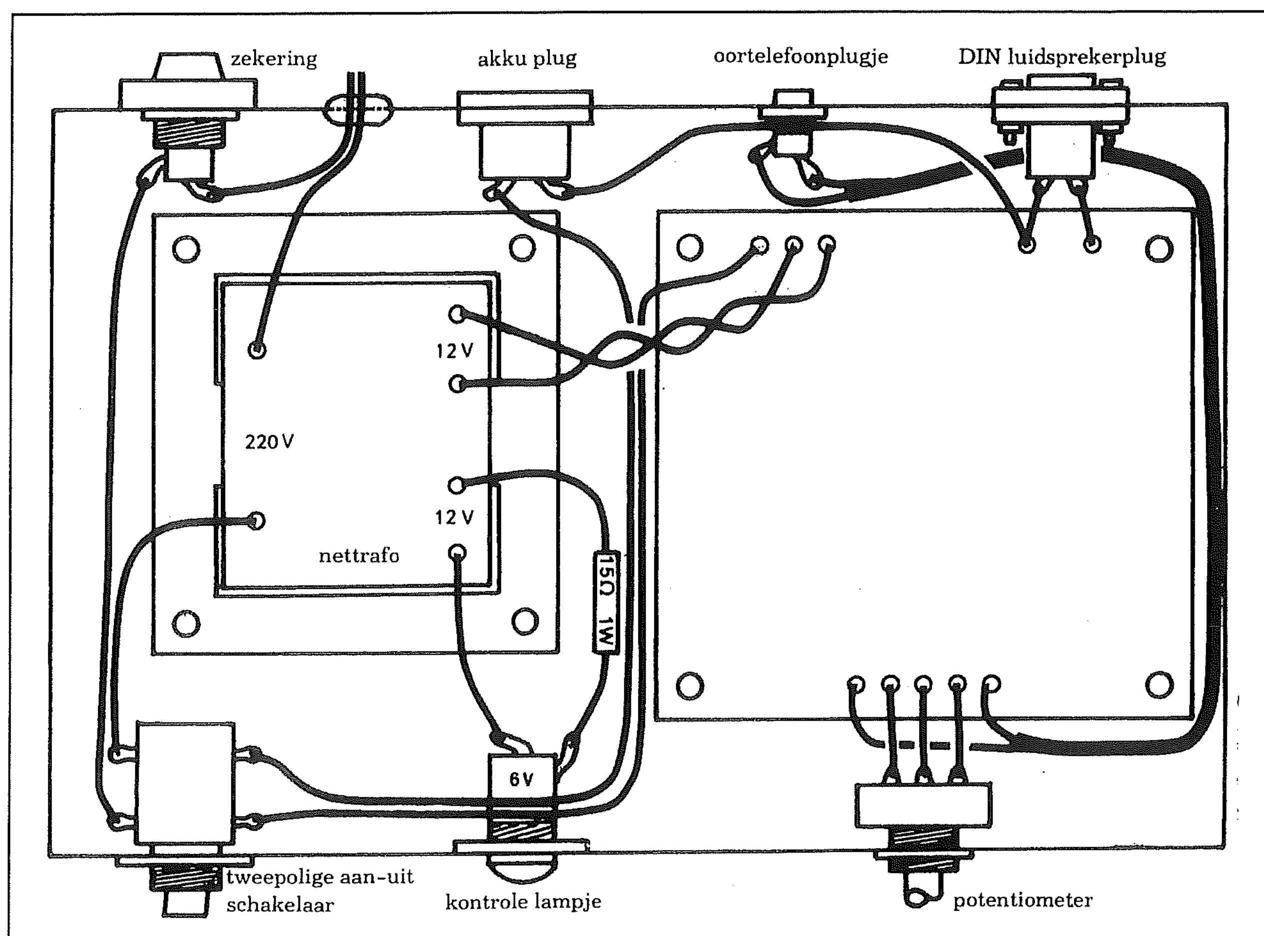


Figuur 4/2.22-5: Het vervangen van de brugcel door vier separate dioden.



Figuur 4/2.22-6: Het afgemonteerde prototype.

2.22 Universele 3 W_{eff} eindversterker



Figuur 4/2.22-7: De bedrading bij inbouw van de print in een kastje.

Verdere afwerking
Het prototype van de versterker werd ingebouwd in een Teko CH3 kastje. Daar is plaats genoeg voor de print en voor de voedingstrafo. Bovendien is dit kastje lekker modern plat.
Op de voorzijde komen de potentiometer R1, een 12 V indicatielampje en de AAN/UIT-schakelaar. Op de achterzijde komen gaten voor de ingangsbus, de luidsprekeraansluiting, een zekering, een genormaliseerde 12 volt accu aansluiting en een gat voor de netdraad. Zet de ingangsplug en de luidsprekeraansluiting wel een behoorlijk eind uit elkaar!. De volledige bedrading is geschetst in figuur 4/2.22-7.

Als ingangsplug is in het prototype een miniatuur hoofdtelefoonpluggetje gebruikt. Als de draagbare radio of kassetterecorder een hoofdtelefoonplug heeft wordt de onderlinge verbinding zeer eenvoudig. Beide draadjes van deze plug komen aan de beide aansluitingen van de plug, die in de ingang van de versterker past. Als de hele zaak bij aansluiten van de versterker aan het lichtnet heel luid gaat brommen, dan moeten beide draadjes omgewisseld worden.
Als luidspreker is ieder 4 Ω - 3 W type geschikt. Deze worden in de dump zeer goedkoop aangeboden. Een prettige bijkomstigheid van het parallel schakelen

2.22 Universele 3 W_{eff} eindversterker

van twee luidsprekers is dat iedere speaker slechts de helft van het vermogen te verwerken krijgt, waardoor de vervorming flink gaat dalen. De versterker kan zonder meer door mekaar heen gebruikt worden met accuvoeding en met netvoeding. In de bedradingsfiguur van figuur 4/2.22-7 schakelt de netschakelaar beide kringen uit. De gelijkrichter zorgt voor een afdoende beveiliging van de nettrafo, als op accu gespeeld wordt.

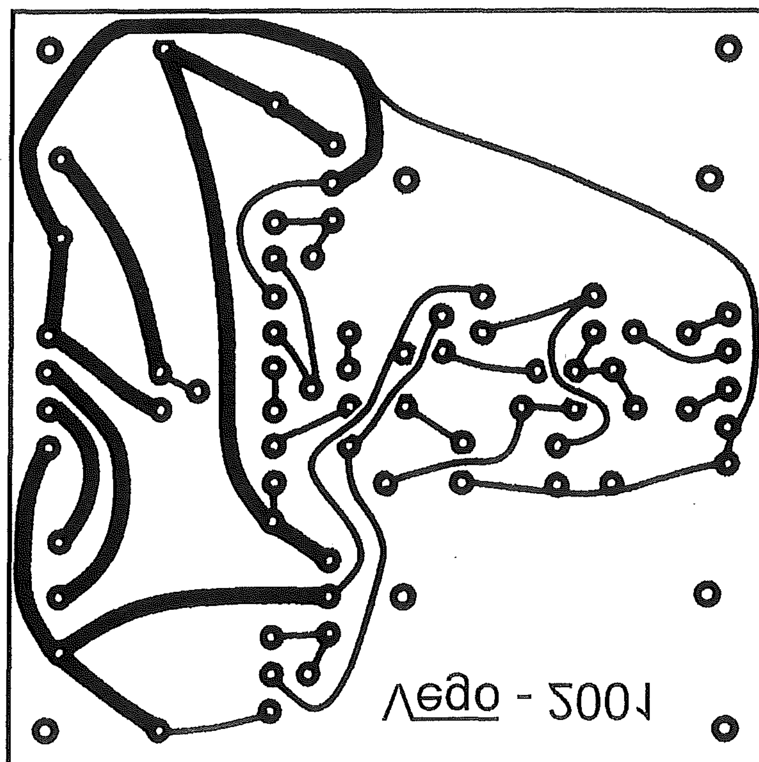
Opmerkingen

Als de schakeling als vaste versterker gebruikt wordt in bijvoorbeeld een slaapkamer, kan de verleiding groot zijn de aanwezige gelijkspanning van de versterker te gebruiken als voeding van de draagbare wekkerradio. Daar kunnen echter grote gevaren aan verbonden zijn!

Als de wekkerradio een toestel is, waar de min van de batterij aan massa ligt, is dit een fraaie oplossing om van die vervelend dure batterijen af te komen. Ligt evenwel de plus van de batterij aan massa, dan heeft voeden van de radio uit de 12 V van de versterker een kortsluiting tot gevolg! Hierdoor kan de wekkerradio grondig vernield worden.

De schakeling van de versterker is niet kortsluitvast. Dit is gedaan om de schakeling niet ingewikkelder dan noodzakelijk te maken. Nadeel is wel dat, als ooit per ongeluk de uitgang van de versterker wordt kortgesloten, de beide eindtransistoren vernield worden! Aan te bevelen valt dus de versterker alleen met de luidspreker(s) te verbinden als de versterker is uitgeschakeld.

2.22 Universele 3 W_{eff} eindversterker



Figuur 4/2.22-2: De print voor de schakeling.

HOE MAAKT U DEZE PRINT?

OPTIE 1: zelf maken

U scant deze pagina en drukt deze met een inkjet-printer af op A4 formaat op transparante folie. U knipt de print uit en belicht er de fotogevoelige printplaat mee.

OPTIE 2: via Internet

U gaat naar **www.vego.nl/hobby/** en selecteert uit het hoofdmenu het hoofdstuknummer. U kunt nu de print als TIF-file downloaden. U opent deze file in een beeldbewerkingsprogramma en drukt deze met de op de Internet-pagina aangegeven afmetingen op transparante folie af. U belicht hiermee de fotogevoelige print.

OPTIE 3: GRATIS bestellen

U stuurt een **ONGEFRANKEERD** briefje naar Vego VOF, Antwoordnummer 30020, 6374 ED Landgraaf, met vermelding van het hoofdstuknummer. U krijgt per kerende post het printontwerpje op transparante folie **GRATIS** toegestuurd. U belicht hiermee de fotogevoelige print.

4/2.23

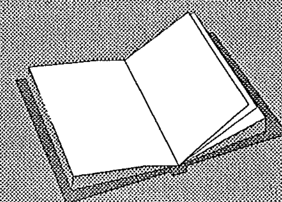
Van LP naar CD-ROM

Inleiding

Sentiment!
Vooral de lezers van "middelbare" leeftijd kennen het verschijnsel nog al te goed: de LP oftewel de LongPlay. Vaak liggen er honderden ooit voor veel geld aangeschafte LP's te verstoffen in een kast. Reden: de platenspeler doet het niet goed meer en dergelijke apparaten zijn nog nauwelijks te koop. Bovendien is het afspelen van LP's zo'n gedoe: de plaat moet worden ontstoft, op de draaitafel gelegd, de arm moet boven de inloopgroep worden gemikt en men kan niet snel even naar een geliefkoosd nummer. Maar bovendien laat de kwaliteit van oude LP's nogal eens te wensen over. Zeker als men vroeger met Lenco Clean "nat" afspeelde zijn de platen droog nauwelijks nog te beluisteren.

Van LP naar CD-ROM?
Wat een verschil met de gebruikersvriendelijke Audio-CD! Iedere bezitters van LP's zal er al wel eens aan gedacht hebben de verzameling LP's over te schrijven naar CD-ROM's. Immers, iedere moderne PC heeft een CD-recorder aan boord, blanke CD-R's zijn spotgoedkoop en op iedere Audio-CD-speler af te spelen. Toch komt het er maar niet van. Dat heeft een aantal redenen. Op de eerste plaats is het overzetten van een LP naar een CD-ROM een vrij bewerkelijke klus die veel tijd kost. Op de tweede plaats kan men niet zomaar de uitgang van een platenspeler aansluiten op de ingang van de geluidskaart. Daar is extra elektronica voor nodig. Op de derde plaats zit men met het rumble-, spetter-, kras- en ruisprobleem. Het heeft weinig zin de ruis en de spetters, eigen aan oude LP's over te dragen op een modern medium als een CD.
Gelukkig bestaat er tegenwoordig speciale software voor dit doel. Een van de tijdrovendste klussen, het verwijderen van spetters en ruis, kan met dit soort programma's volledig automatisch gebeuren. Ook het digitaliseren van de analoge nummers op een LP is met deze moderne software een vrijwel automatisch verlopende zaak.
Blijft dus over de extra elektronica die noodzakelijk is om het uitgangssignaal van een platenspeler geschikt te maken

LEES OOK:
Hoofdstuk 3/11.3
Hoofdstuk 5/6.1



voor de LINE-ingang van een geluidskaart.

De RIAA-correctie

Inleiding

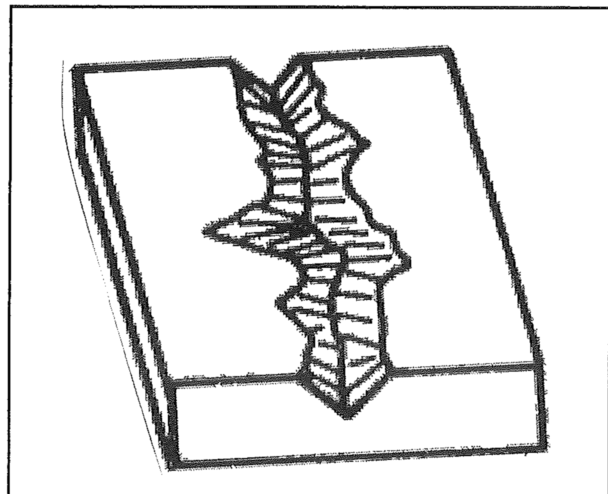
Waarom kan men de uitgang van een platenspeler niet rechtstreeks op de LINE- of MIC-ingang van een geluidskaart aansluiten? Dat heeft de maken met het woord RIAA. Bij het opnemen van een plaat worden speciale filters ingeschakeld die ervoor zorgen dat het geluid met de hoogst mogelijke kwaliteit weer van de LP is af te halen. Maar dat betekent dat het bij het weergegeven van een LP noodzakelijk is bepaalde correctiefilters in te schakelen. Die filters gaan door het leven met de naam "RIAA-correctie". RIAA is een afkorting van "Recording Industries Association of America".

Het bereik van het menselijk gehoor

De laagste toon die men in de muziek tegenkomt is die van de langste pijp van een kerkorgel. Deze toon heeft een frequentie van 16 Hz. Deze 16 trillingen per seconde vormen dan ook de laagste toon die de mens nog kan horen. De hoogste toon die mensenoren nog kan horen is van mens tot mens verschillend en is sterk afhankelijk van de leeftijd. Kleine kinderen kunnen geluiden tot 20.000 Hz meestal nog goed horen, maar naarmate de leeftijd toeneemt neemt deze grens af. Omstreeks de leeftijd waarop iemand geacht wordt volwassen te worden ligt deze grens hoogstens bij 17.500 Hz. Op veertigjarige leeftijd mag iemand blij zijn als hij of zij 14.000 Hz nog waarneemt.
Meestal wordt er van uitgegaan dat het hoorbare gebied zich uitstrekt van 16 Hz tot 16 kHz. Het verschil tussen de laagste en de hoogste toon die een grammofoonplaat moet kunnen weergeven bedraagt dus een factor 1000.

Opnemen in groeven

Zoals bekend wordt het geluid op een LP opgenomen in een groef. De plaat, met een diameter van 30 cm, bestaat uit vinyl waarin een spiraalvormige groef wordt gesneden met een afstand tussen de windingen van ongeveer 0,08 mm en een groefbreedte van slechts 0,04 mm. In deze groef wordt de audio-informatie analoog ondergebracht onder de vorm van loodrechte ten opzichte van elkaar aangebrachte vervormingen in de groef. Men moet immers twee signalen, links en rechts, in de groef moduleren.
Dit noemt men "flank-modulatie", zie figuur 14/2.23-1.



Figuur 14/2.23-1: De flank-modulatie van analoog geluid in de groef van een LP.

De plaat draait met een snelheid van 33 omwentelingen per minuut. De groef wordt afgetast met een diamanten naald.

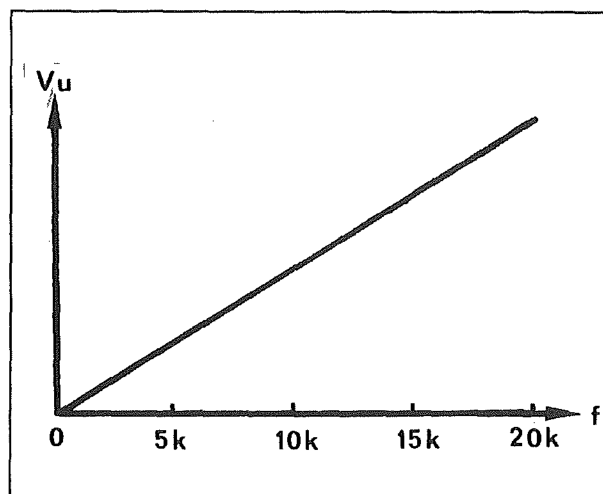
2.23 Van LP naar CD-ROM

De flank-modulatie van de groef wordt overgedragen op de naald, die twee ten opzichte van elkaar loodrecht staande bewegingen gaat uitvoeren. Deze bewegingen worden omgezet in elektrische spanningen via elektromagnetische systemen. Om een redelijke hoeveelheid geluid op een grammofoonplaat te krijgen moet de breedte van de groef zo klein mogelijk zijn. Hier is echter ook weer een grens aan gesteld omdat het materiaal van een grammofoonplaat er weliswaar zeer glad uitziet, maar onder de microscoop ziet men dat er toch nog sprake is van een zekere ruwheid. De pick-up naald ziet deze oneffenheden in de plaatgroef doodleuk voor geluidsinformatie aan en geeft ze derhalve door aan de versterker, die ook niets beter weet te doen dan alles wat er binnen komt vele malen versterkt aan de luidspreker af te geven. Aan de versmalling van de groeven is dus een grens gesteld. Als grootste uitwijking van de groef wordt 0,035 mm aangehouden.

De karakteristieken van de pick-up

Het pick-up element zet de bewegingen van de naald om in een elektrische spanning. Als deze spanning recht evenredig zou zijn met de uitwijking van de naald, zou er niets aan de hand zijn. Alle tonen die een bepaald identiek volume hebben zouden dan op de plaat staan met een groefmodulatie die even groot is. De natuurlijke oneffenheden zouden dan nauwelijks het geluid verstoren. De praktijk is echter anders. De spanning die een element afgeeft is namelijk evenredig met de snelheid van de zijdelingse naaldbeweging.

Wanneer een toon hoger wordt zal, bij gelijkblijvende amplitude van de groef, de snelheid van de naald flink toenemen en de afgegeven spanning evenredig hoger worden. Een en ander is toegelicht in de grafiek van figuur 14/2.23-2.



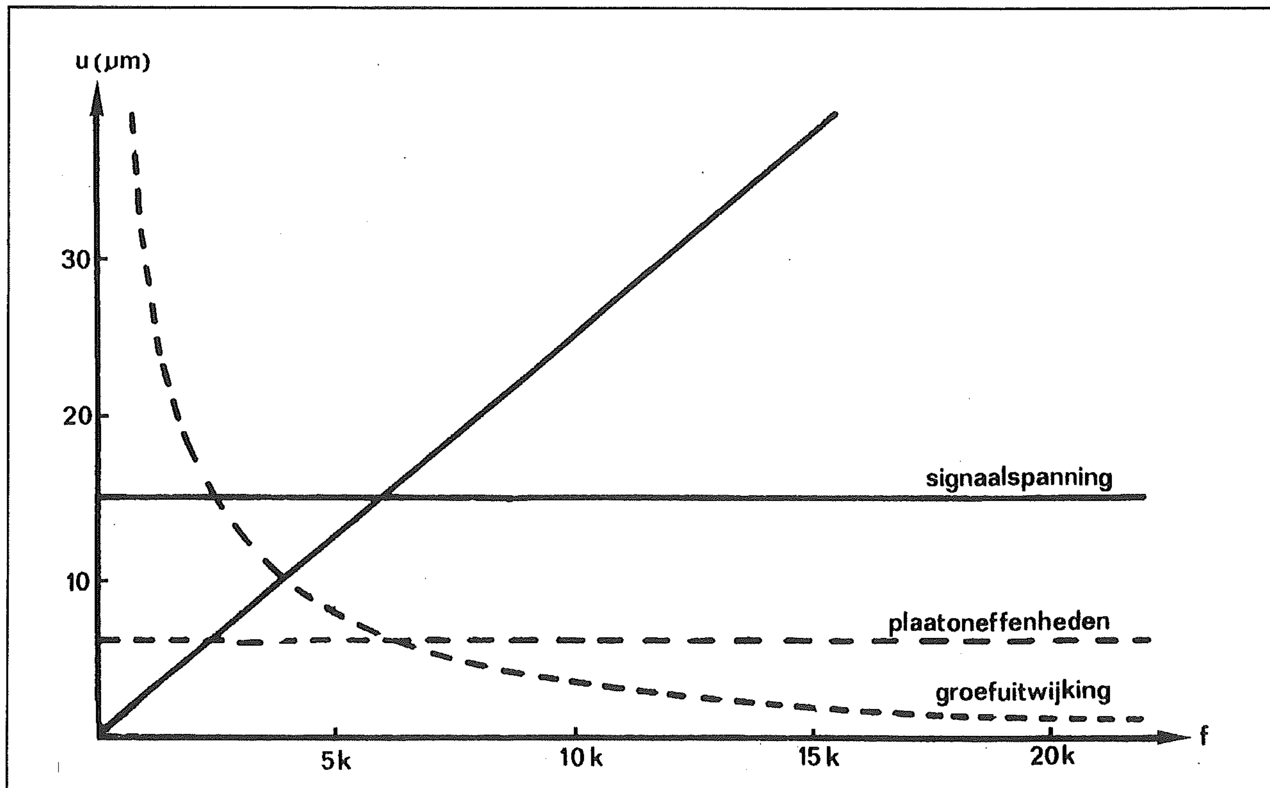
Figuur 14/2.23-2: De spanningsafgifte van een element bij verschillende frequenties met gelijk blijvende groefuitwijking.

Omgekeerd kan men stellen dat wanneer een toon van 1000 Hz een groefmodulatie heeft van 0,03 mm de geluidsintensiteit dus even groot zal zijn als van een toon van 2000 Hz die gesneden is met een uitwijking van 0,015 mm. De hoogste toon die het systeem nog moeten kunnen weergeven, 16 kHz, zal dus nog maar een uitwijking hebben van een zestiende deel van de uitwijking bij 1 kHz. Dit is toegelicht in figuur 14/2.23-3.

Ruis!

Dit betekent dat de natuurlijke ruwheid van de grammofoonplaat bij hoge tonen een veel grotere rol gaat spelen dan bij 1000 Hz. Die natuurlijke ruwheid uit zich immers onder de vorm van een kleine modulatie van de groefwand. Men zou dit effect dan ook horen als een enorme ruis die de weergave van de hoge frequenties volledig zou overstemmen.

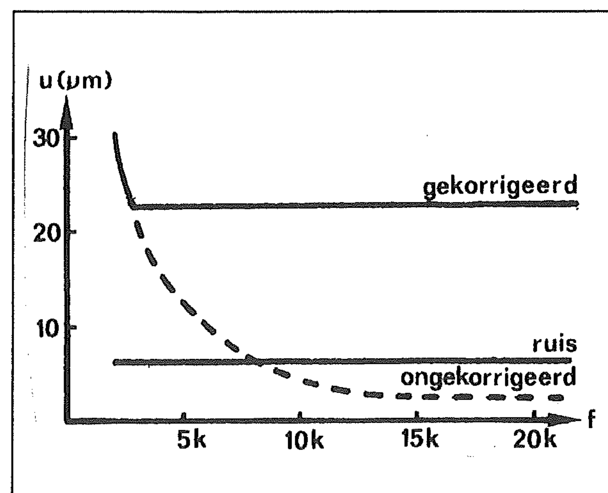
2.23 Van LP naar CD-ROM



Figuur 14/2.23-3: Wil de signaalspanning van de pick-up bij alle frequenties gelijk blijven, dan moet de modulatie-diepte van de groef dalen met stijgende frequentie.

Hoge tonen correctie

Om dit effect te voorkomen moet er voor gezorgd worden dat ook de modulatie van de hoge tonen altijd veel groter is dan de afwijkingen in de gladheid van de plaat. Om dit te bereiken worden de hoge tonen door de platenfabrikant sterker in de groef gesneden dan de referentietoon van 1000 Hz. Boven 2120 Hz worden de hoge tonen zo opgehaald, dat de uitwijking van de groef bij elke verdubbeling van de frequentie twee maal groter op de plaat komt dan zonder deze correctie het geval zou zijn geweest. Dit wordt toegelicht in de grafiek van figuur 14/2.23-4.
Er werd reeds opgemerkt dat zonder correctie de snelheid van de uitwijking gelijk bleef en dat de amplitude afnam.



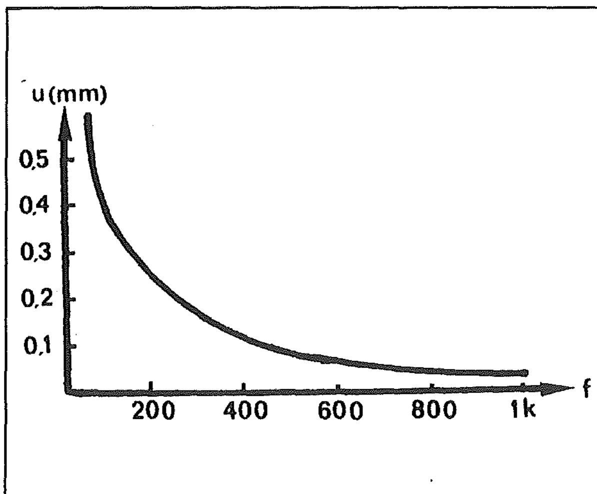
Figuur 14/2.23-4: Door de modulatie-diepte van de hoge frequenties te vergroten blijft de groefuitwijking altijd groter dan de materiaaloneffenheden van de plaat.

2.23 Van LP naar CD-ROM

Door deze correctie toe te passen blijft de amplitude dus boven 2120 Hz constant voor dezelfde geluidsintensiteit. De natuurlijke oneffenheden in het plaatoppervlak hebben nu dus bij hoge frequenties net zo weinig invloed als bij 1000 Hz.

Lage tonen correctie

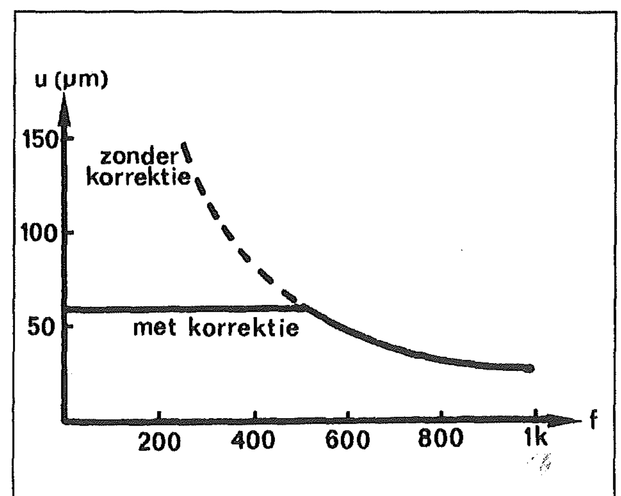
Toch is dit nog niet het gehele verhaal. Wanneer men zonder correctie de lage tonen even hard zou willen laten klinken als een toon van 1000 Hz, moet de uitwijkingssnelheid van de naald gelijk blijven. Maar omdat de frequentie afneemt zou dit betekenen dat de amplitude omgekeerd evenredig moet toenemen, zie figuur 14/2.23-5.



Figuur 14/2.23-5: Zonder correctie voor de lage frequenties zou de groefmodulatie voor deze frequenties ontoelaatbaar groot worden.

Als men hetzelfde voorbeeld zouden aanhouden, dus een uitwijking van 0,03 mm bij 1 kHz, dan zou om bijvoorbeeld een toon van 20 Hz even hard weer te geven den naalduitwijking 50 maal groter moeten zijn! Dus 50 x 0,03 = 1,5 mm! Maar om een acceptabele hoeveelheid geluid op een plaat te krijgen mag de groef niet te breed worden. Er passen dan immers véél te weinig groeven op de plaat! De 1,5 mm van dit voorbeeld is duidelijk te veel.

Om dit probleem op te lossen worden de frequenties onder 500 Hz verzwakt. Wanneer de frequentie lager wordt, wordt de snijsnelheid dus kleiner gemaakt, zodat de uitwijking constant blijft, zie figuur 14/2.23-6.



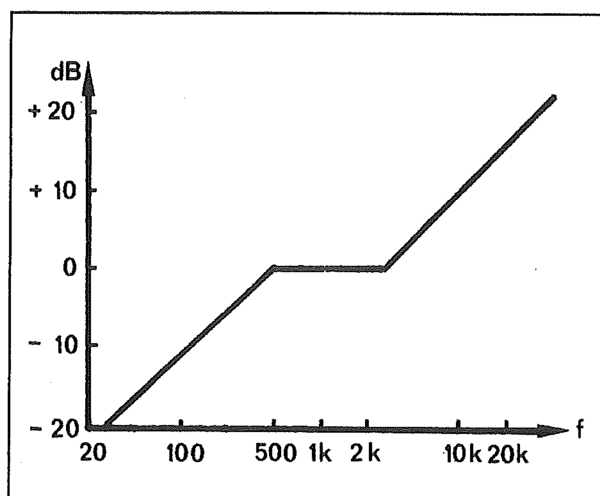
Figuur 14/2.23-6: Door de lage tonen te verzwakken wordt de groefmodulatie kleiner bij lage frequenties, waardoor er meer groeven op één plaat passen.

Terug naar het originele geluid

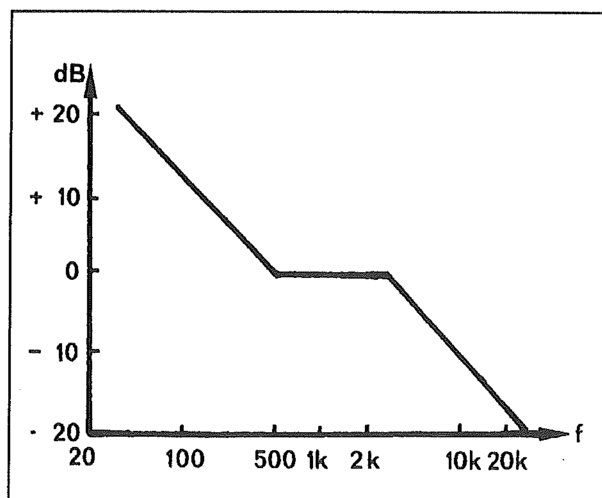
Wanneer men een plaat die volgens deze methode is gesneden zonder meer zou afspelen, dan zouden de lage tonen veel te zwak en de hoge veel te sterk klinken, kijk maar naar figuur 14/2.23-7.

Men moet dus bij de weergave corrigeren en wel door precies het omgekeerde te doen wat de fabrikant gedaan heeft, dus boven 2120 Hz geleidelijk verzwakken en onder 500 Hz meer versterken naarmate de frequentie lager wordt. De amplitude/frequentie-karakteristiek van de noodzakelijke correctie is voorgesteld in figuur 14/2.23-8.

2.23 Van LP naar CD-ROM



Figuur 14/2.23-7: Als een LP zonder correctie wordt afgespeeld is de frequentiekarakteristiek van het uitgangssignaal alles behalve vlak.



Figuur 14/2.23-8: De noodzakelijke frequentiekarakteristiek van de correctieversterker.

Rumble

Helaas komt er nog een laatste moeilijkheid om de hoek kijken die nog opgelost moet worden. De motor van de draaitafel doet naast datgene wat van hem wordt verwacht, namelijk de plaat met een constante draaisnelheid de naald laten passeren, nog iets anders. De draaisnelheid van zelfs de beste motor is nooit helemaal constant. Dit wordt opgevangen door het draaiplateau een flinke massa te geven zodat het door de vliegwielwerking de kleine oneffenheden in de motorsnelheid compenseert. Alleen zeer langzame snelheidsvariaties blijven hoorbaar. Dit verschijnsel noemt met "rumble". Omdat lage tonen meer worden versterkt naarmate ze lager zijn, zou dit betekenen dat deze zeer laagfrequente stoorsignalen enorm worden versterkt. Daarom is er een derde correctie in de RIAA aangebracht, welke inhoudt dat frequenties lager dan 50 Hz bij de weergave niet extra worden opgehaald.

De totale RIAA-correctie

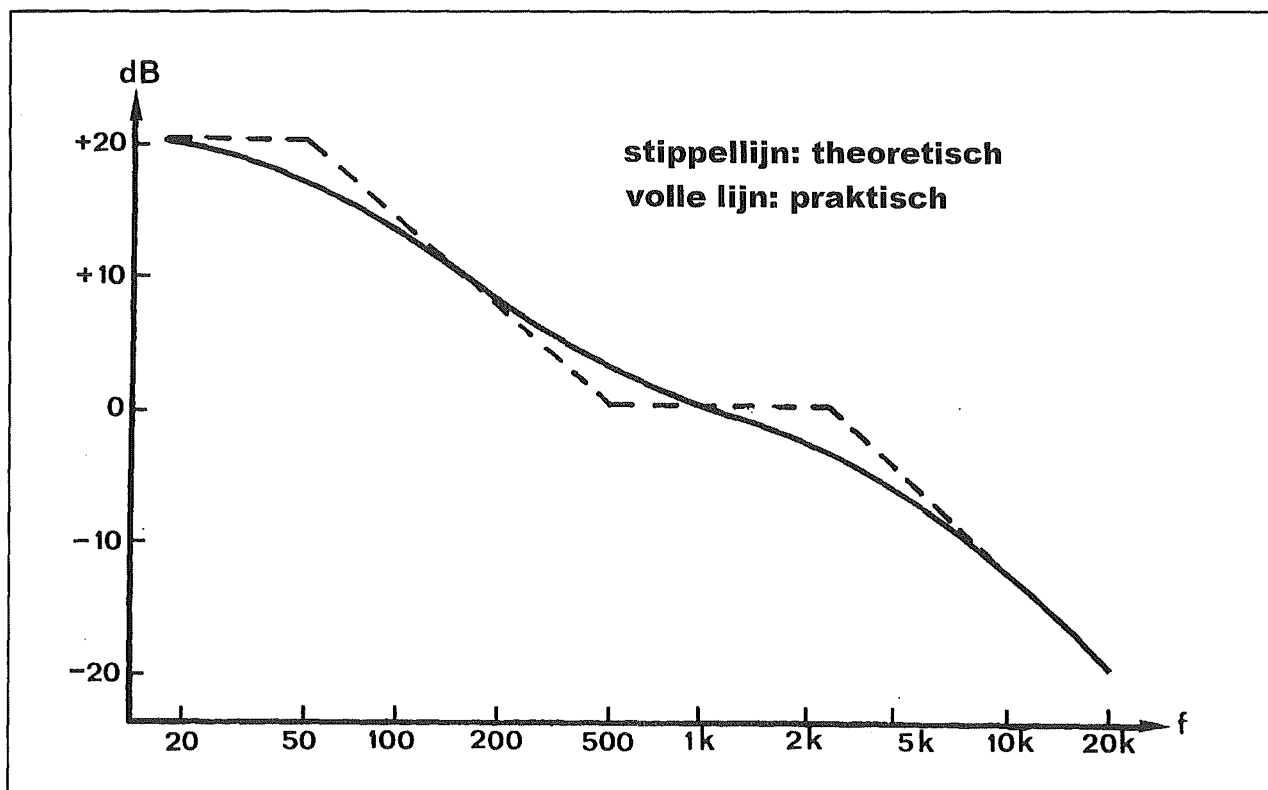
De totale RIAA-correctie bestaat dus uit drie kantelpunten die in figuur 14/2.23-9 zijn weergegeven. Wanneer men deze correctie in een voorversterker voor een pickup verwerkt krijgen men als uitgangssignaal weer precies hetzelfde als het geluid zoals dat was voor de opname gecorrigeerd werd. Hoe het een en ander in de praktijk gerealiseerd wordt is in de volgende paragraaf terug te vinden.

De RIAA-versterker

Inleiding

De te bouwen RIAA-versterker heeft twee functies. Op de eerste plaats moet de schakeling de besproken RIAA-correctie invoeren, op de tweede plaats moet het vrije lage uitgangssignaal van de pick-up opgepept worden tot een niveau dat geschikt is voor het aansturen van de LINE-ingang van de geluidskaart in de PC.

2.23 Van LP naar CD-ROM



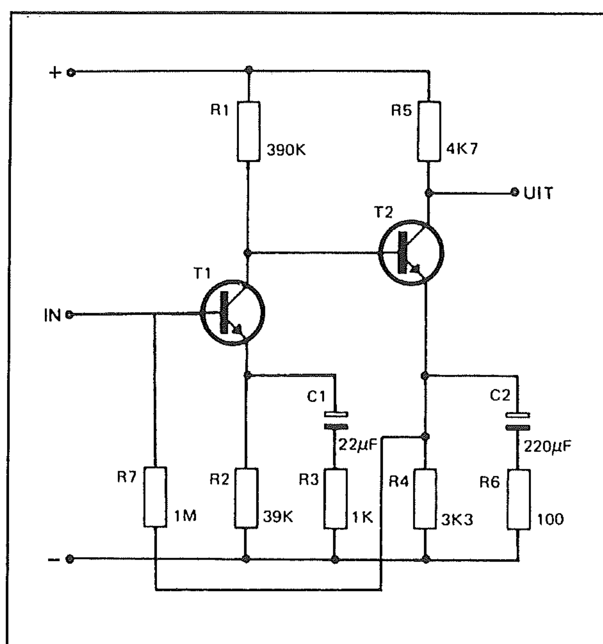
Figuur 14/2.23-9: De totale amplitude/frequentie-karakteristiek van de RIAA-correctie.

Meestal leiden heel veel wegen naar Rome en dat is ook hier het geval. In dit ontwerp is gekozen voor een volledig discrete oplossing: een met transistoren uitgevoerde direct gekoppelde tweetrap versterker. Dit is een oeroud schakelingconcept, maar voldoet uitstekend en heeft als voordeel dat men ruisarme transistoren kan toepassen.

De direct gekoppelde tweetrap versterker

Met een eentrap versterker kan men slechts geringe signaalversterkingen verkrijgen, althans in de waarschijnlijk terechte veronderstelling dat men prijs stelt op een stabilisatie van de instelling en een lage vervorming. Wil men meer versterken, dan zal men méér dan een transistor moeten inschakelen. Nu zou men daarvoor in principe twee eentrap versterkers achter elkaar kunnen schakelen. De spanningsversterking van deze schakeling zal weinig te wensen overlaten. Maar wat betreft de stabiliteit moet het ergste gevreesd worden! De stabilisatie door middel van een emitterweerstand is goed bruikbaar voor één trap. De kleine variaties op de instelling hebben geen grote verschuivingen in de collectorspanning tot gevolg. Maar als men de collectorspanning van de eerste trap gebruikt voor het instellen van de tweede trap, dan zullen deze kleine variaties door de tweede trap extra versterkt worden, waardoor het heel goed mogelijk is dat de tweede trap volledig vast loopt tegen de voedingsspanning of de massa. Wil men twee trappen rechtstreeks koppelen, dan moet men een vorm van tegenkoppeling gaat toepassen, waardoor de uitgangsspanning van de tweede trap de instelling van de eerste trap mede be-

paalt. Het systeem zal zichzelf dan stabiliseren waardoor afwijkingen van de instelspanningen, bijvoorbeeld onder invloed van de temperatuur, automatisch gecompenseerd worden.
Het schema van een praktisch bruikbare tegengekoppelde tweetrap versterker is getekend in figuur 14/2.23-10.

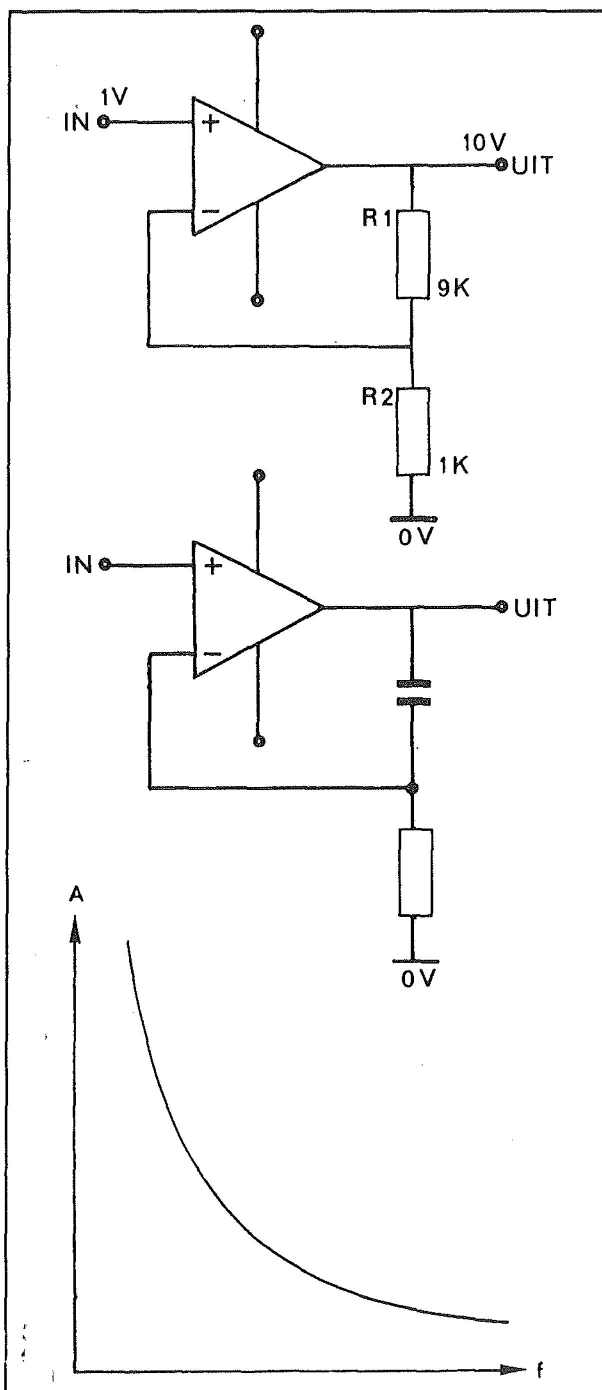


Figuur 14/2.23-10: Het schema van een stabiele rechtstreeks gekoppelde tweetrap versterker.

De spanning op de emitter van de tweede transistor wordt nu gebruikt voor het instellen van de basis van de eerste trap. De werking is gemakkelijk te doorgronden. Op het moment dat de voeding wordt ingeschakeld staan alle punten uiteraard op massapotentiaal. Het gevolg is dat de basis van de eerste transistor geen sturing ontvangt en deze halfgeleider volledig in sper staat ingesteld. De collectorspanning is gelijk aan de voedingsspanning. De tweede transistor zal nu via de weerstand R1 een flinke basisstroom gaan trekken. Het gevolg is dat T2 flink gaat geleiden en een grote collectorstroom door R5 en R4 stuurt. Over R4 ontstaat een grote spanning, die via de weerstand R7 de basis van de eerste transistor stuurt. Deze halfgeleider gaat nu ook geleiden, waardoor er collectorstroom door R1 gaat lopen. De spanningsval over deze weerstand heeft tot gevolg dat de collectorspanning daalt en de basisstroom van de tweede transistor kleiner wordt. Het in geleiding komen van de eerste transistor heeft dus tot gevolg dat de tweede transistor minder gaat geleiden. De waarde van de weerstanden R4 en R7 bepaalt nu de evenwichtsituatie, waarbij beide halfgeleiders elkaar in een bepaalde mate in geleiding houden. Het zal duidelijk zijn dat deze situatie uitermate stabiel is. Iedere wijziging in bijvoorbeeld de versterkingsfactor van een van de transistoren wordt onmiddellijk gecorrigeerd doordat de andere transistor dan minder of meer gaat geleiden en daardoor de eerste transistor zo stuurt, dat de oorspronkelijke variatie wordt tegengewerkt.
Het stabiliseren van de schakeling op gelijkspanningsgebied heeft ook invloed op de wisselspanningsversterking. Op de emitter van T2 staat immers ook een klein signaaltje en ook dit signaaltje wordt via de weerstand R7 teruggekoppeld naar de basis. Hierdoor wordt de eerste transistor minder met signaal gestuurd. Het signaal op de emitter van T2 is immers in tegenfase. Hierdoor gaat de signaalversterking iets dalen. Als de waarde van R7 echter zeer groot is ten opzichte van de overige weerstanden is dit versterkingsverlies te verwaarlozen.

En nu de RIAA-correctie!
De in figuur 14/2.23-10 beschreven transistorversterker werkt lineair.

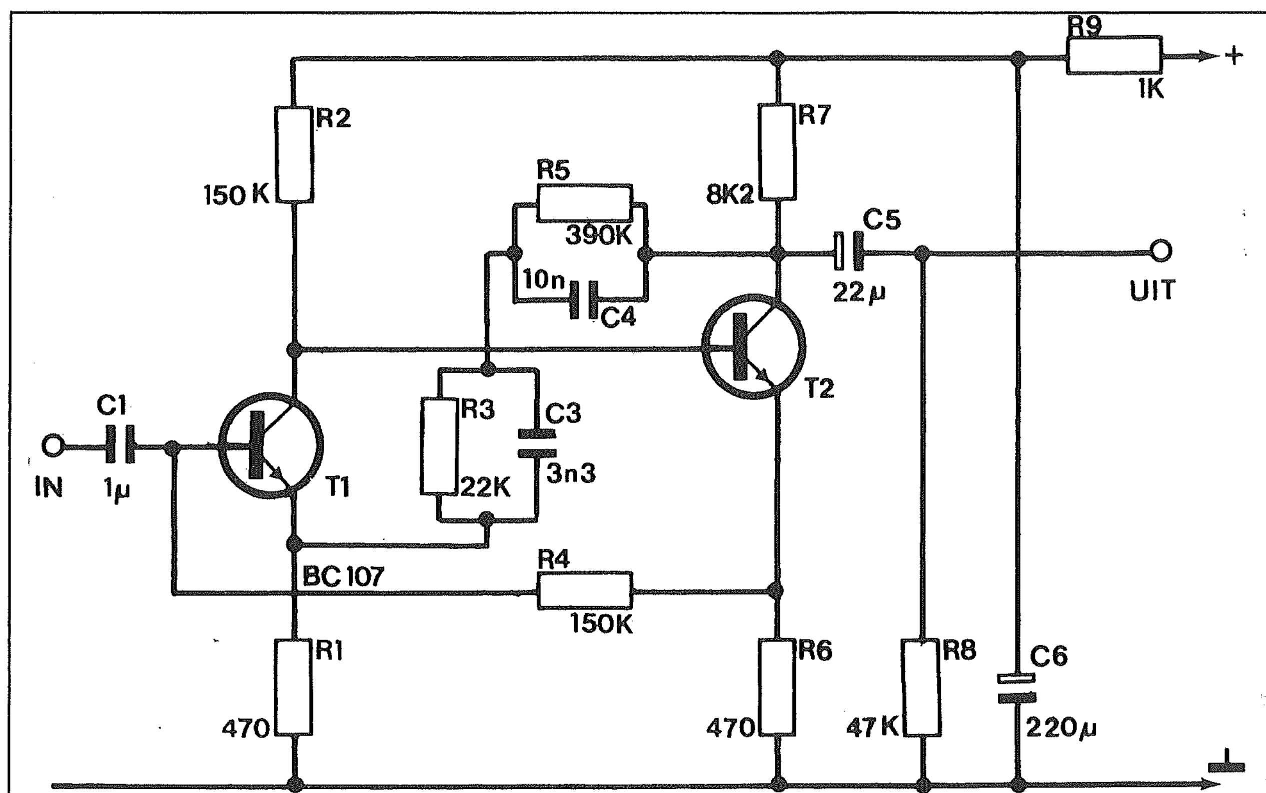
2.23 Van LP naar CD-ROM



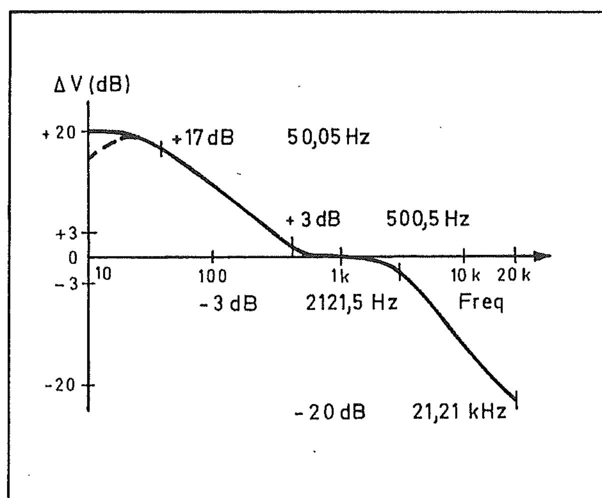
Figuur 14/2.23-11: RIAA-versterkers werken dank zij een frequentie-afhankelijke terugkoppeling.

Dat wil zeggen dat alle frequenties even veel versterkt worden. Bij RIAA-versterkers moet men echter de frequentiekarakteristiek van de schakeling frequentie-afhankelijk maken. Dat kan door het aanpassen van de tegenkoppeling. In de tot nu toe beschreven schakeling werd wél tegenkoppeling toegepast, maar deze werkte volledig frequentie-onafhankelijk. De onderdelen van de tegenkoppeling waren immers zuiver resistief. De weerstandsdeler R1/R2 van de terugkoppeling, zie figuur 14/2.23-11, koppelt alle signalen in even grote mate terug. In dit schema wordt de tweetrap versterker symbolisch door een driehoekje voorgesteld, Als men nu, zoals geschetst in het onderste schema van figuur 14/2.23-11, een van de onderdelen van de tegenkoppeling vervangt door een condensator, zal de schakeling niet lineair werken, maar frequentie-afhankelijk. De versterking van de trap daalt nu in functie van de frequentie, zie de grafiek in figuur 14/2.23-11. Dat is een gevolg van het feit dat een condensator geen constante impedantie heeft, maar een impedantie die afhankelijk is van de frequentie. Naarmate de frequentie stijgt zal de impedantie van de condensator dalen. De tegenkoppeling koppelt dus meer hoge frequenties terug dan lagere, zodat de tegenkoppeling groter is naarmate de frequentie stijgt. Hoe meer tegenkoppeling, hoe kleiner echter de versterking van de trap wordt. Nu volstaat het niet een eenvoudig RC-netwerkje in de tegenkoppeling op te nemen om de ingewikkelde RIAA-karakteristiek te reproduceren. Er zijn tamelijk ingewikkelde netwerken nodig, die de ideale RIAA-karakteristiek bovendien dan nog niet meer dan benaderen. Het zal duidelijk zijn dat het voor echte LF-ontwerpers steeds een grote uitdaging is geweest een tegenkoppeling te ontwerpen die de theoretische RIAA-karakteristiek zo goed mogelijk benadert.

2.23 Van LP naar CD-ROM



Figuur 14/2.23-12: Het praktisch schema van de RIAA-versterker.



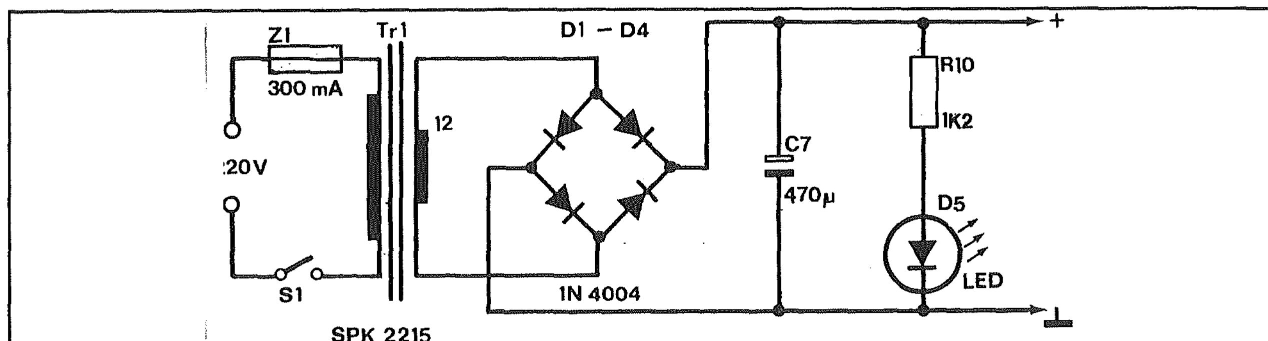
Figuur 14/2.23-13: De weergavekarakteristiek van de schakeling.

Vandaar dat er in de loop der jaren tientallen ontwerpen van RIAA-versterkers zijn verschenen, vaak gekoppeld aan de naam van hun ontwerper.

De praktische schakeling

Het praktisch schema van de RIAA-versterker is voorgesteld in figuur 14/2.23-12. Met herkent zonder meer de algemene structuur van de direct gekoppelde tweetrap versterker. Toch zijn er een paar detail wijzigingen. Zo worden de twee emitterweerstanden niet ontkoppeld door middel van een elco. Hierdoor neemt de mate van tegenkoppeling toe, waardoor de stabiliteit groter wordt, de vervorming daalt maar ook de versterking afneemt. Dit laatste is niet zo'n probleem, met twee trappen kan men het signaal van de ingang voldoende versterken.
De enkelvoudige terugkoppelweerstand R7 uit figuur 14/2.23-10 is nu vervangen door de serieschakeling van twee RC-netwerkjes R3/C3 en R5/C4. Deze verzorgen de noodzakelijke RIAA-correctie.

2.23 Van LP naar CD-ROM



Figuur 14/2.23-14: De voeding voor de schakeling.

ONDERDELENLIJST

WEERSTANDEN, 1/4 W, 5 %

R1,R6	470 Ω
R2,R4	150 kΩ
R3	22 kΩ
R5	390 kΩ
R7	8,2 kΩ
R8	47 kΩ
R9	1 kΩ
R10	1,2 kΩ

CONDENSATOREN

C1	1 µF 25 V printelco
C2	wordt niet toegepast
C3	3,3 nF MKH
C4	10 nF MKH
C5	22 µF 25 V printelco
C6	220 µF 25 V printelco
C7	470 µF 25 V printelco

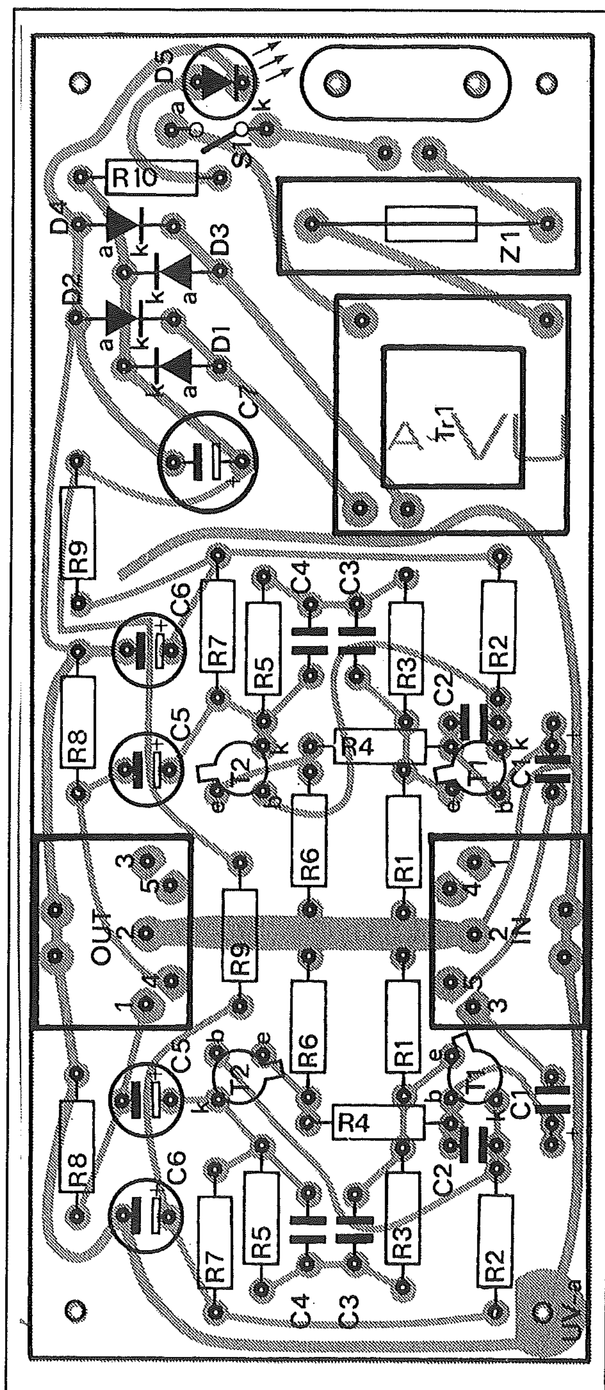
HALFGELEIDERS

D1,D2,D3,D4	1N4004
D5	LED, 5 mm, groen
T1,T2	BC107 of BC109

DIVERSEN

1	printtrafo, 1 x 12 V, 100 mA
1	miniatuur tuimelschakelaar, AAN/UIT
1	printzekeringhouder
1	300 mA zekering
2	DIN-chassisdeel, print, 5-polig
4	soldeerlipje
4	afstandsbusje, 5 mm
4	M3x15 boutje
4	M3 moertje
1	rubber doorvoertule
1	netkabel plus steker

2.23 Van LP naar CD-ROM



Figuur 14/2.23-16: De componentenopstelling van de print.

Zowel de in- als de uitgang worden capacitief gekoppeld. Hierdoor worden allerlei mogelijke problemen bij het aansluiten van de platenspeler en de geluidskaart voorkomen. Het netwerkje R9/C6 verzorgt de ontkoppeling van de voedingsspanning.

De RIAA-karakteristiek

In figuur 14/2.23-13 is de amplitude/frequentie-karakteristiek van de schakeling weergegeven.
Zoals blijkt volgt deze de theoretische RIAA-curve vrij nauwkeurig.

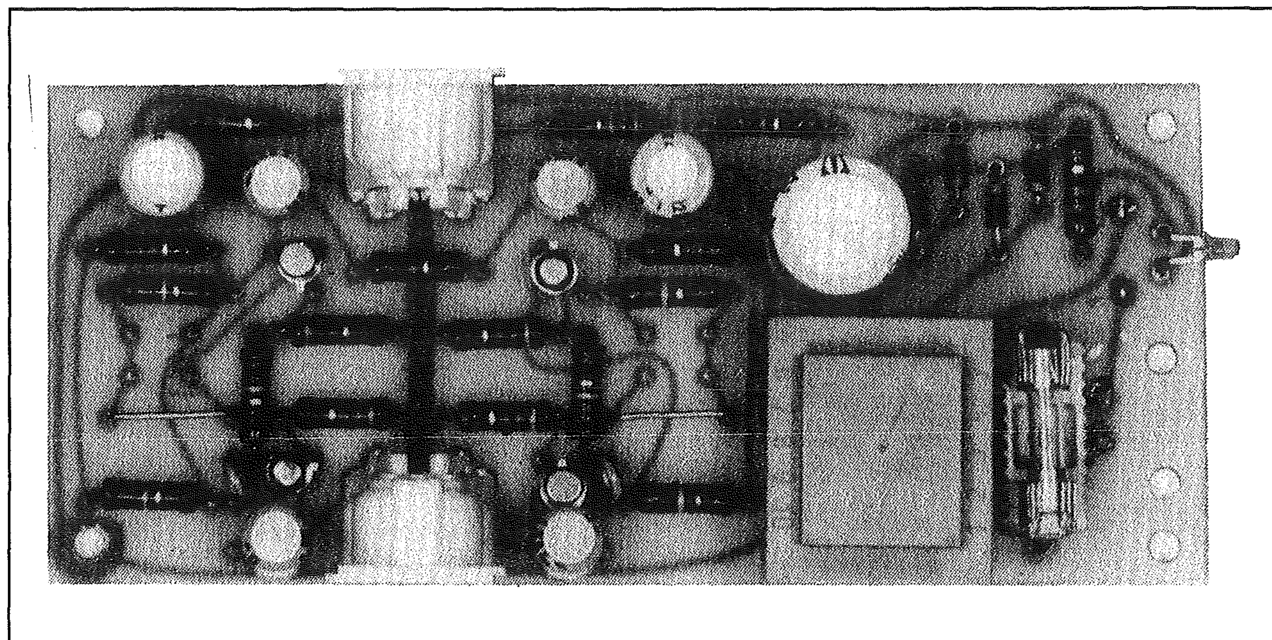
De voeding

Men zou kunnen overwegen de schakeling uit batterijen te voeden. Het geheel trekt immers maar weinig stroom. Toch blijkt dat op de lange termijn vrij onpraktisch en vandaar is besloten een netvoeding te integreren. Het schema van de voeding is getekend in figuur 14/2.23-14 en is de eenvoud zelve. Uit een 12 V trafootje wordt een ongestabiliseerde, maar goed afgevlakte gelijkspannig van ongeveer 16 V afgeleid. Een LED geeft aan dat de voeding met het net is verbonden.

De bouw van de schakeling

Alle elektronische onderdelen vinden een plaatsje op de print van figuur 14/2.23-15, gepubliceerd op de laatste pagina van dit hoofdstuk. Het ontwerp kan worden gedownload van de "HET&IC"-site www.vego.nl/hobby. In figuur 14/2.23-16 is de componentenopstelling voorgesteld. Als trafo werd in het prototype een kleine printtrafo van het merk Spitznagel toegepast en wel type SPK2215/12. Diverse andere modellen passen echter ook op de print. De secundaire moet 12 V bij 100 mA kunnen leveren. Voor de in- en uitgangen werden ouderwetse vijfpolige DIN-chassisdelen toegepast.

2.23 Van LP naar CD-ROM



Figuur 14/2.23-17: Het prototype van de schakeling.

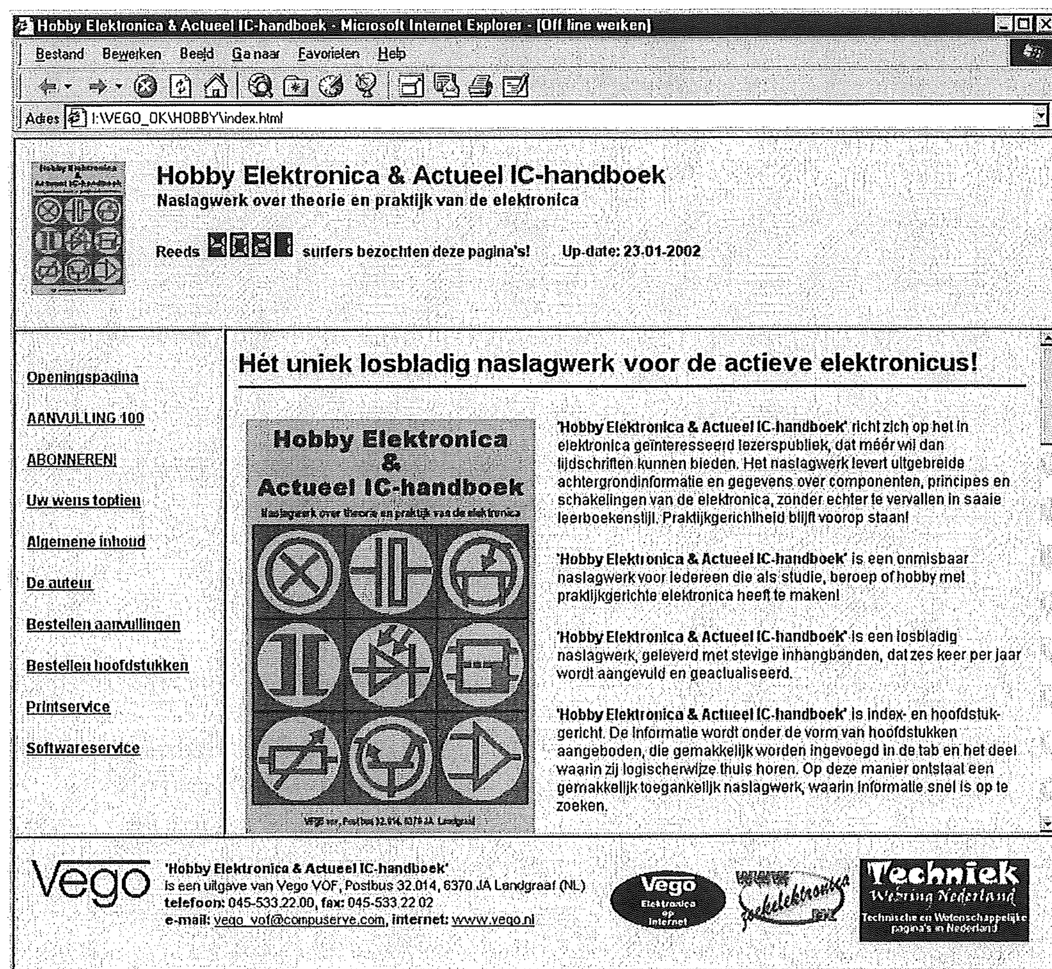
Een verantwoorde keuze, want de meeste oude platenspelers zijn immers voorzien van een kabel met zo'n DIN-steker. Voor het verbinden van de schakeling met de geluidskaart in de PC kan men een verloopkabel van vijfpolig DIN naar 2 x cinch kopen.
Nadat alle onderdelen op de print zijn gesoldeerd ziet het geheel er uit zoals het prototype van figuur 14/2.23-17. De print **MOET** worden ingebouwd in een metalen kastje, zodat een handig toepasbaar apparaatje ontstaat. Het metaal van de behuizing **MOET** met de massa van de schakeling worden verbonden.

Groove Mechanic

En nu de software!
Ook wat dit betreft leiden er verschillende wegen naar Rome. Er zijn diverse programma's op de markt die in staat zijn vrijwel automatisch of volledig automatisch het geluid van een LP "op te poetsen". Dat komt er op neer dat de programmeur min of meer intelligente wiskundige algoritmen heeft ontwikkeld, die in de digitale muziekstroom op zoek gaan naar onregelmatigheden. Een spetter of een kras uit zich steeds door een zeer snelle voorflank, een korte grote amplitude en een abrupt einde. Een dergelijk verschijnsel doet zich in muziek niet snel voor. Dus zoeken dergelijke algoritmen dergelijke verschijnselen op en verwijderen deze uit de digitale gegevens.
Het principe is te vergelijken met de foutherstellingsalgoritmen die bij Audio-CD worden toegepast. Rumble en ruis kunnen uiteraard verwijderd worden door softwarematig geëmuleerde digitale afsnijfilters op het signaal los te laten.

Groove Mechanic versie 2.4
Een programma dat algemeen het predicaat "uitstekend" meekrijgt is "Groove Mechanic" van "Coyote Electronics", te vinden op het Internet bij www.coyotes.bc.ca.

2.23 Van LP naar CD-ROM



Figuur 14/2.23-18: De homepage van "Hobby Elektronica & Actueel IC-handboek".

Het programma is in staat het analoog signaal dat van de RIAA-versterker komt om te zetten in een WAV-bestand waarvan de lengte alleen wordt begrensd door de beschikbare vrije ruimte op de harde schijf. Het programma kan dus alle nummers die op één kant van een LP staan in één bewerking digitaliseren. Nadien kunnen de afzonderlijke nummers uit het immens groot WAV-bestand worden "geknipt".

Het programma biedt de volgende opties:

- normaliseren van het volume, zodat de 2 x 16 beschikbare bits van het WAV-bestand zo volledig mogelijk worden "gevuld";
- analyseren van het WAV-bestand op de aanwezigheid van spetters, klikken en krassen en deze verwijderen;
- reduceren van de ruis;
- reduceren van de rumble.

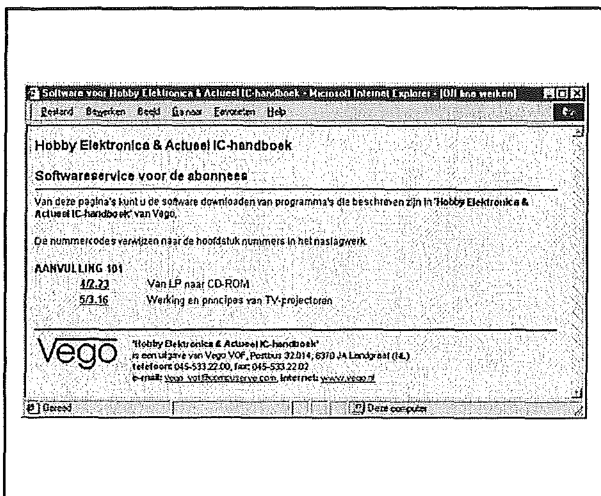
2.23 Van LP naar CD-ROM

Voorbereiding

Hardwarematig is alles voorbereid. De platendraaier wordt aangesloten op de ingang van de RIAA-versterker, de uitgang van dit kastje gaat naar de LINE-ingang van de geluidskaart.

De demoversie downloaden

"Groove Mechanic" kost EUR 58,00 en kan via de Internet-site van de producent gedownload en geregistreerd worden. "Coyote Electronics" stelt echter ook een gratis maar volledig functionele demoversie ter beschikking, met als enige beperking dat deze maar twee minuten geluid kan bewerken.



Figuur 14/2.23-19: In het rechter venster verschijnt de menu-pagina van te down-loaden software.

Deze versie is ideaal om het programma te evalueren en te testen.

Deze demo-versie staat ook op de Internet-site van "Hobby Elektronica & Actueel IC-handboek". Hoe te handelen? Ga naar www.vego.nl/hobby, met als gevolg dat de homepagina van dit naslagwerk wordt geopend, zie figuur 14/2.23-18.

In het linker frame staat de menu-optie "Softwareservice". Na een klik op deze optie verschijnt in het rechter frame de "Softwareservice voor abonnees", zie figuur 14/2.23-19.

Onder "AANVULLING 101" staat "hoofdstuk 4/2.23: van LP naar CD-ROM". Na een klik op het hoofdstuknummer verschijnt de download-pagina van dit hoofdstuk in het rechter frame, zie figuur 14/2.23-20.

Onderaan de pagina staat de optie "DOWN-LOADEN?". Na een klik op "Klik hier" wordt de demo-versie naar de PC gedownload. Maak eerste een nieuwe directory aan op de harde schijf, zodat het bestand 04_02_23.EXE gemakkelijk is terug te vinden.

Het installeren van de demo-versie

Alle software op de "HET&IC"-site is opgeslagen in een "Self-Extracting ZIP-bestand". Dubbelklik dus op het bestand 04_02_23.EXE, het venstertje van figuur 14/2.23-21 verschijnt op het scherm.

Na klik op de knop "OK" verschijnt het installatievenster van de "WinZip Self-Extractor" in beeld. zie figuur 14/2.23-22.

Het eerste dat moet gebeuren is een directory opgeven waar de bestanden van "Groove Mechanic" thuis horen. Standaard staat de TEMP-directory van Windows ingesteld, maar hier kan men via de knop "Browse" een andere directory kiezen. Na een druk op de knop "Unzip" worden de 15 programmabestanden uitgepakt en naar de geselecteerde directory gekopieerd, zie figuur 14/2.23-23.

Nu wordt naar deze directory gegaan, alwaar een bestand SETUP.EXE ter beschikking staat. Na dubbelklikken op dit bestand begint de eigenlijke installatie van de demo-versie van "Groove Mechanic".

2.23 Van LP naar CD-ROM

4/2.23: Van LP naar CD-ROM - Microsoft Internet Explorer - [Off line werken]

Bestand Bewerken Beeld Ga naar Favorieten Help

Softwareservice voor Vego's 'Hobby Elektronica & IC-handboek'

Hoofdstuk 4/2.23
Van LP naar CD-ROM

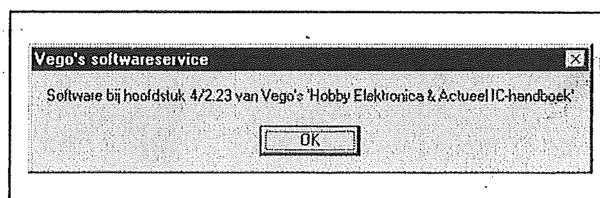
U kunt de software die in dit hoofdstuk wordt besproken van onze internet-site downloaden.
De bestanden zijn verzameld in een zogenoemde 'self executing ZIP-file'. Dit is een EXE-bestand dat u na het opstarten naar een door u gekozen directory kunt uitpakken. Vanuit deze directory kunt u het programma dan opstarten.

NAAM VAN HET BESTAND
04_02_23.EXE
OMVANG VAN HET BESTAND
826 kB
DOWN-LOADEN?
Klik hier!

Klik hier Terug naar de menu-pagina

Gereed Deze computer

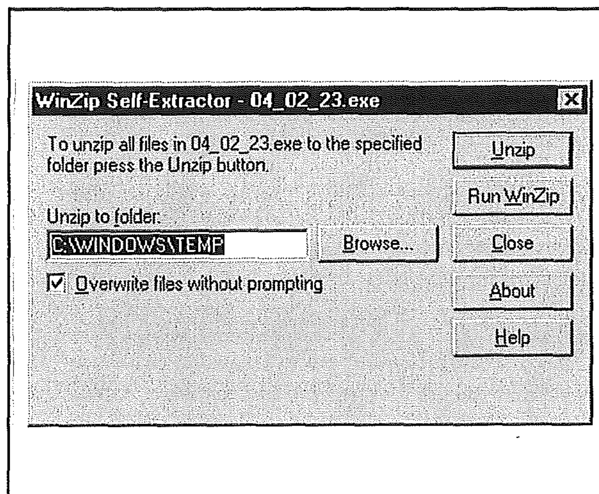
Figuur 14/2.23-20: De download-pagina van dit hoofdstuk.



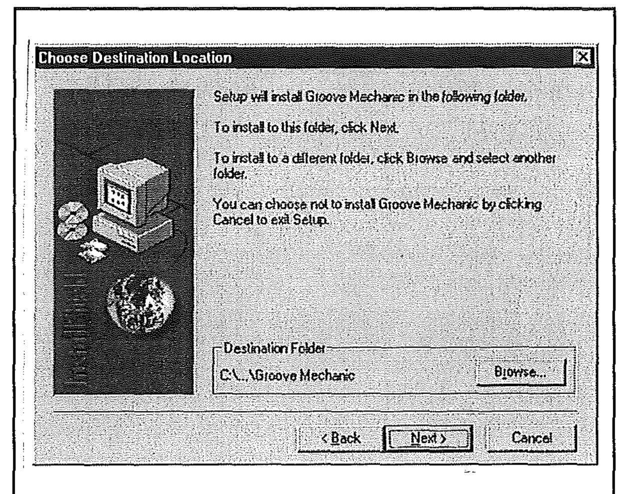
Figuur 14/2.23-21: Zo start het installeren van het programma.

Uiteraard wordt eerst gevraagd naar een directory waarin het programma moet worden geïnstalleerd, zie figuur 14/2.23-24. Standaard staat deze selectie ingesteld op C:\Program Files\Coyote Electronics\Groove Mechanics. Maar via de knop "Browse" kan men uiteraard een eigen directory selecteren.

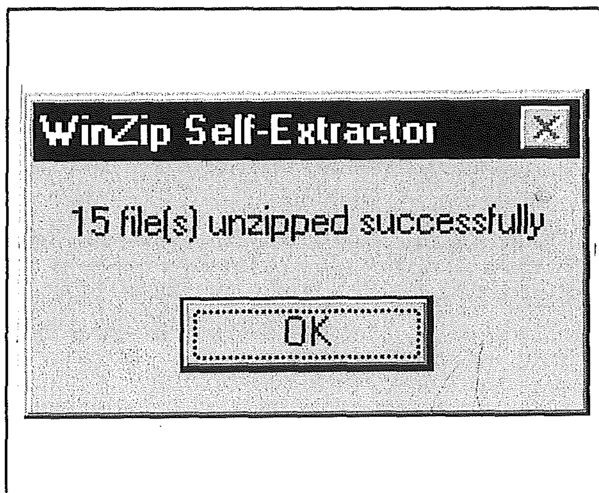
2.23 Van LP naar CD-ROM



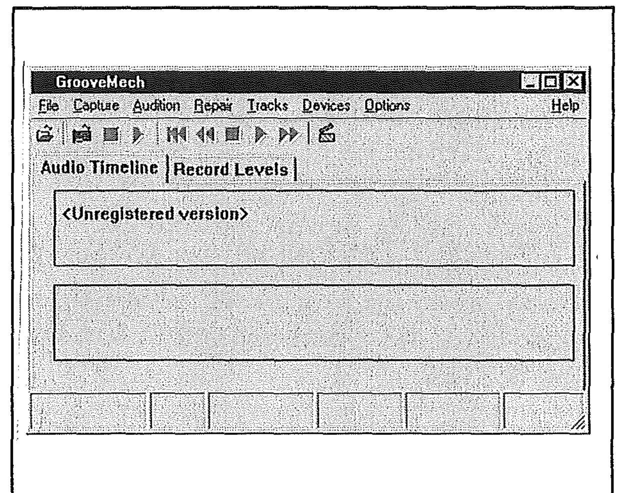
Figuur 14/2.23-22: Het startvenster van de "WinZip Self-Extractor".



Figuur 14/2.23-24: Het installatie-programma van "Groove Mechanic".



Figuur 14/2.23-23: De 15 bestanden waaruit het programma "Groove Mechanic" bestaat zijn uitgepakt naar de geselecteerde directory.



Figuur 14/2.23-25: Het nu nog lege werkvenster van "Groove Mechanic".

Het opstarten van het programma

Ga naar de installatie-directory en dubbelklik op het bestand GROOVEMECH.EXE. Na een paar schermen over de eventuele registratie verschijnt het werkvenster van "Groove Mechanic" in beeld, zie figuur 14/2.23-25.

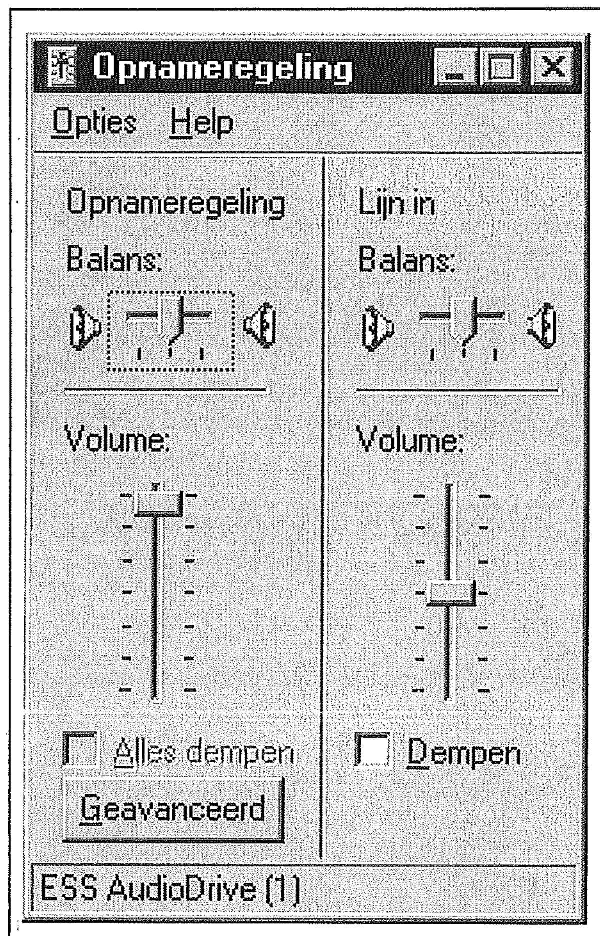
Het eerste dat het programma moet weten is uiteraard van welke bron er audio te verwachten is. Ga naar het "File"-menu en selecteer de optie "Windows Volume Control". Het bekende Windows-venster "Volumeregeling" verschijnt nu op het scherm. Via het Optie-menu kan men de optie "Eigenschappen" bereiken.

2.23 Van LP naar CD-ROM



Figuur 14/2.23-26: Het aanpassen van de "Opnameregeling" van Windows.

Hier moet men het keuzerondje "Opnemen" aanvinken en in het keuzelijstje de selecties "Opnameregeling" en "Lijn in" aanvinken, zie figuur 14/2.23-26.
Het "Opnameregeling"-venster van Windows bevat nu nog maar alleen de twee geselecteerde potentiometers, zie figuur 14/2.23-27.



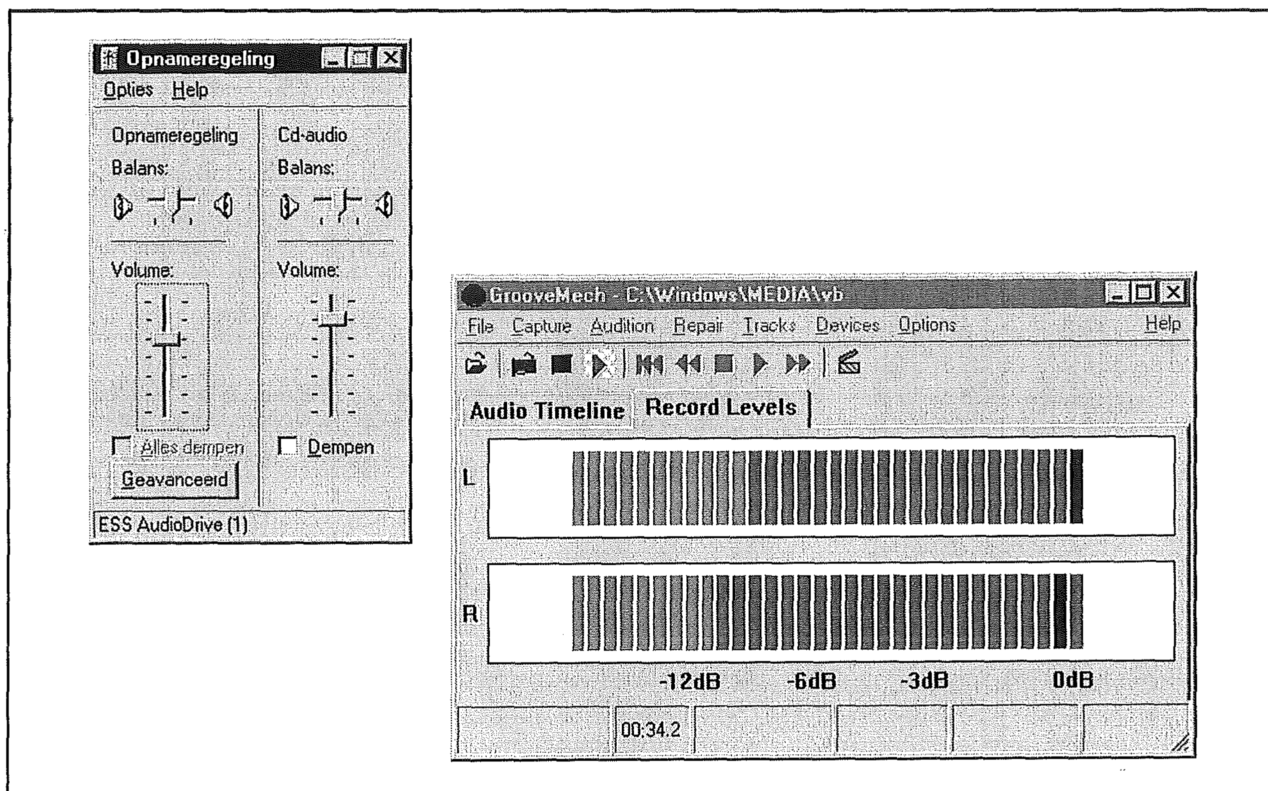
Figuur 14/2.23-27: Het aangepaste venster "Opnameregeling" van Windows.

Het volume instellen
De volgende stap is het instellen van het volume. Zet een plaat op en activeer de vensters van "Groove Mechanic" en van "Opnameregeling", zie figuur 14/2.23-28. Ga nu naar het "Capture"-menu van "Groove Mechanic" en klik de optie "Select Save File" aan. Hiermee kan men het WAV-bestand dat "Groove Mechanic" gaat aanmaken een naam geven. Klik nadien het rode "Opname"-driehoekje aan. De optie "Record Levels" verschijnt nu in het venster van "Groove Mechanics", een soort LED VU-meter die het ingangsniveau meet.

Twee LED'jes geven de piekwaarde in het signaal aan. Schuif de potentiometers van de "Opnameregeling" nu zover open, dat deze LED'jes nooit in het rode gebied terecht komen. Op deze manier wordt het beschikbare digitaliseringsbereik van 2 x 16 bit zo optimaal mogelijk benut. Via de "Reset Peak-Hold"-optie van het "Capture"-menu kan men de piekwaarden weer resetten.

Starten en stoppen van de opname
Zijn de opnameniveaus in orde? Dan kan men met het échte werk beginnen.

2.23 Van LP naar CD-ROM



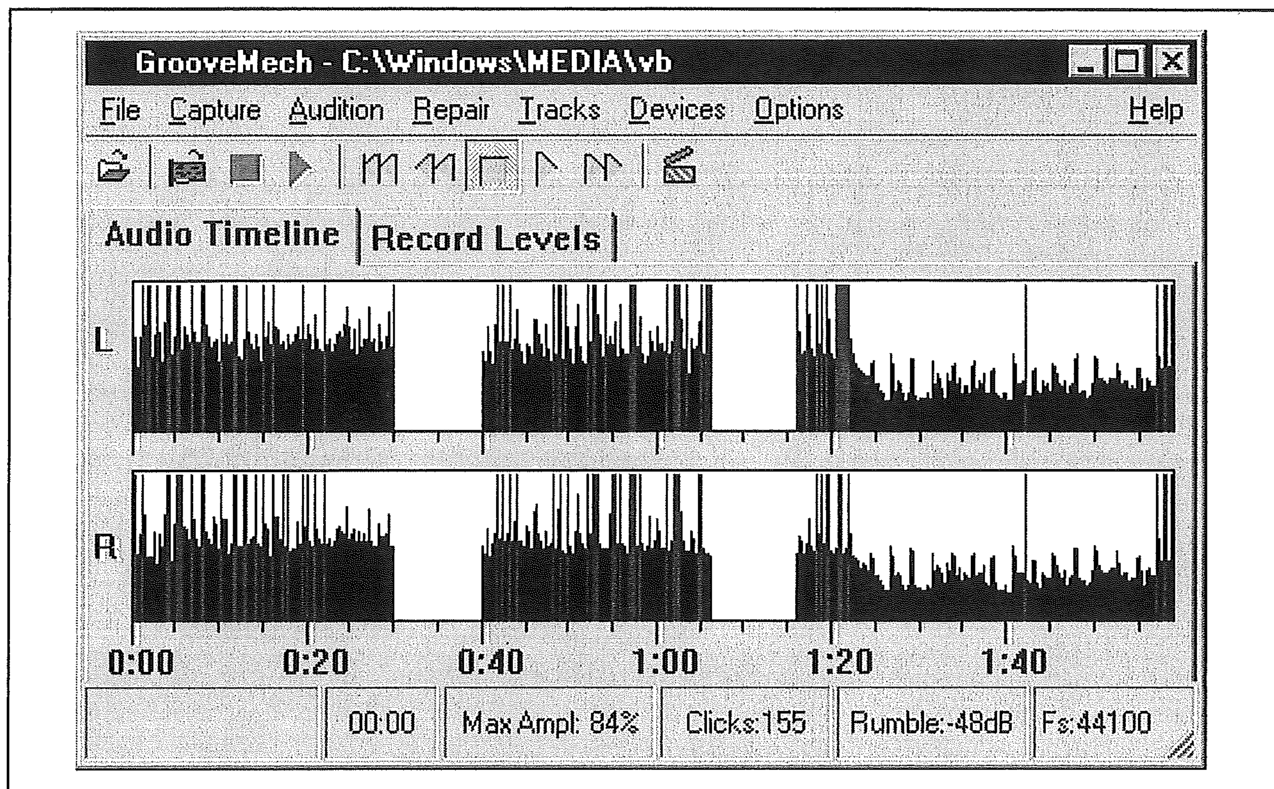
Figuur 14/2.23-28: Het instellen van het opnameniveau eist de samenwerking tussen "Opnameregeling" en "Groove Mechanics".

Stop de proefopname door op het rode vierkantje te klikken, selecteer een nieuwe bestandsnaam, zet de plaat weer op bij het begin en druk weer op het rode driehoekje. Als de PC voldoende vrije ruimte op de harde schijf heeft wordt de gehele kant van de LP nu volledig automatisch gedigitaliseerd.

Het WAV-bestand analyseren

Klaar? Druk dan weer op het rode vierkantje. In het venster verschijnt nu de "Audio Timeline".
"Groove Mechanic" is nu klaar om het opgenomen geluid te analyseren en er zijn kunsten op los te laten. Via het "File"-menu en de optie "Open" kan men het nét opgenomen WAV-bestand weer in het programma laden. Het programma zet nadien het "Bestand Opslaan"-venstertje op het scherm, waarin men de naam van het gerepareerde bestand kan invullen.
Ge vervolgens naar het "Repair"-menu en selecteer de optie "Analyze Clicks and Rumble". Het programma leest nu het WAV-bestand en analyseert dit op de aanwezigheid van genoemde onaangenaamheden. Na enige minuten ziet men de resultaten in het venster, zie figuur 14/2.23-29. Het volledig WAV-bestand wordt blauw in beeld gebracht, de gevonden ongerechtigheden staan als rode lijntjes in het beeld.
In de statistiekenbalk onderaan verschijnen wat relevante gegevens, zoals de maximale amplitude die is aangetroffen, het aantal "Clicks" dat is gedetecteerd en het rumble-niveau.

2.23 Van LP naar CD-ROM



Figuur 14/2.23-29: "Groove Mechanic" heeft de muziek op de plaat onderzocht op de aanwezigheid van klikken, spetters en krassen: in totaal zijn er 152 van dergelijke verschijnselen aangetroffen.

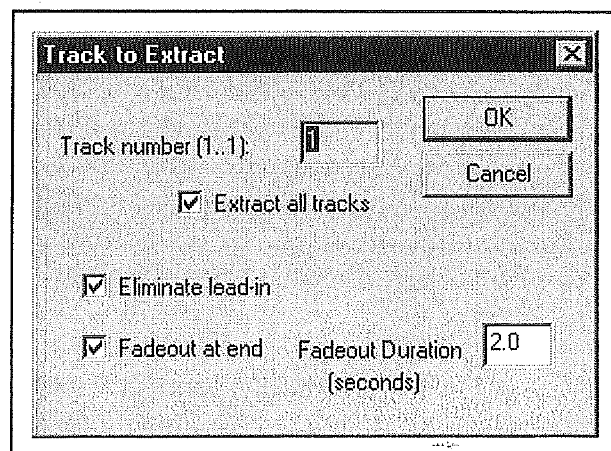
Het bestand "repareren"

"Groove Mechanic" kan nu het bestand gaan "repareren", dus de gevonden ongerechtigheden verwijderen. Dat gaat via het menu "Repair" en de optie "Fix Clicks".

Volgende stap is het verwijderen van de eventueel aanwezige rumble. Dit heeft echter alleen zin als in het statistiekenbalkje een waarde van meer dan -20 dB werd vermeld. In het voorbeeld zat de rumble op -50 dB, een onhoorbare waarde die niet moet worden verwijderd.

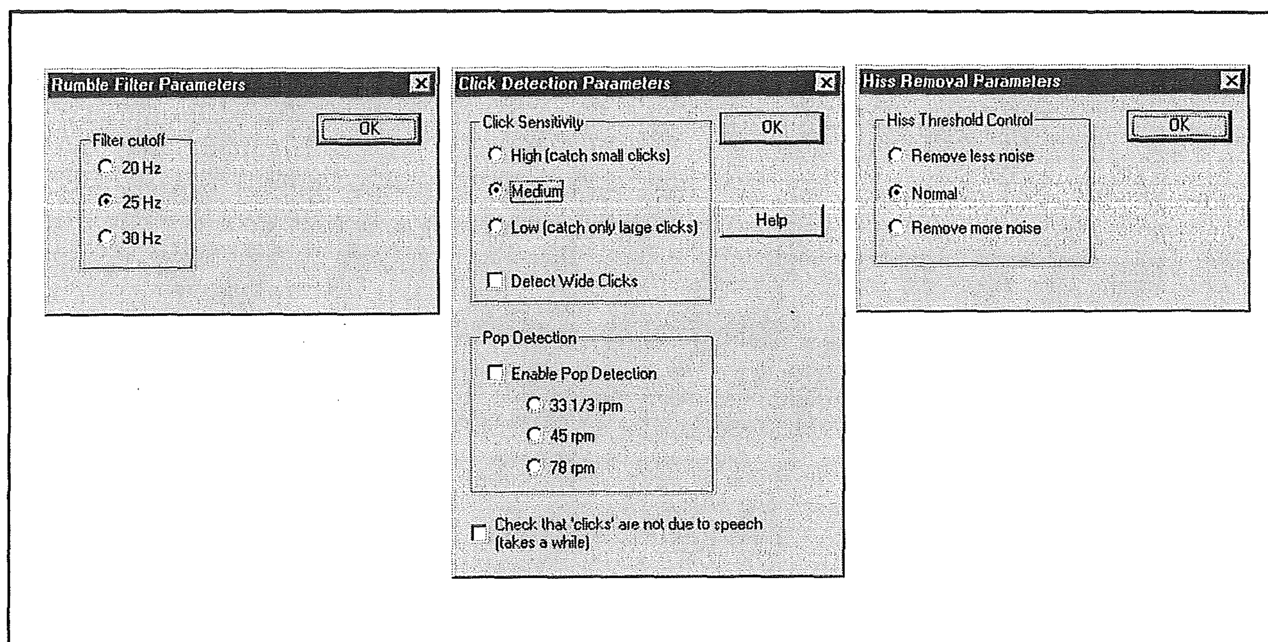
Vervolgens is de eventuele ruis aan de beurt.

Ruis zal vooral een probleem zijn als niet van een platenspeler wordt ingelezen, maar van oude kassettebandjes. Ga weer naar het "Repair"-menu en selecteer de optie "Fix Hiss".



Figuur 14/2.23-30: Het omzetten van het grote bestand in bestanden per nummer. Het herstelproces is nu klaar, het programma heeft de wijzigingen automatisch naar de opgegeven "herstel"-WAV geschreven.

2.23 Van LP naar CD-ROM



Figuur 14/2.23-31: De drie "Optie"-vensters samen in beeld.

Splitsen van het WAV-bestand

Als alles naar wens is verlopen staat er nu één grote gerestaureerd WAV-bestand ter beschikking. Bij het schrijven van de muziek naar de CD-R is het uiteraard verstandig deze file op te splitsen in deelbestanden die ieder één nummer van de LP bevatten. Dan kan men immers met de CD-speler snel van nummer naar nummer springen. Ook in deze optie voorziet "Groove Mechanic". Hiervoor staat het menu "Tracks" ter beschikking. Maar eerst moet men de beginpunten van alle nummers aangeven. Start het afspelen van het gerestaureerde grote bestand. Op het moment dat het eerste nummer is afgelopen drukt men op het meest rechtse knopje op de taakbalk. Zo gaat men verder tot het begin van alle nummers is gedefinieerd. Na klikken op de optie "Extract Tracks" verschijnt het venster van figuur 14/2.23-30 in beeld. Men kan hierin aangeven of alle nummers uit het grote bestand "geplukt" moeten worden of alleen één enkel nummer. Bovendien kan men automatische fade-outs laten invoegen aan het einde van de nummers en eventuele stilte vóór het begin van de nummers verwijderen ("Eliminate lead-in").

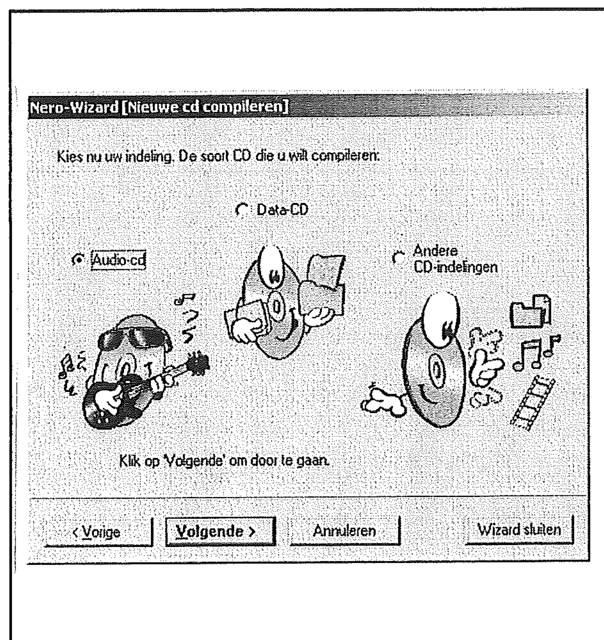
Als men voor de optie "Extract All tracks" heeft gekozen zet "Groove Mechanic" nu alle nummers om naar eigen automatisch genummerde WAV-bestanden.

Instellingen

Uiteraard beschikt "Groove Mechanics" over een uitgebreid "Option"-menu. Hier kan men de parameters van de diverse functies instellen. Deze zijn samengevat in figuur 14/2.23-31.

Men kan bijvoorbeeld het kantelpunt van het rumble-filter instellen op 20 Hz, 25 Hz of 30 Hz. Spetters kunnen gedefinieerd worden naar hun breedte en de ruis kan volgens drie "smaken" worden verwijderd.

2.23 Van LP naar CD-ROM



Figuur 14/2.23-32: In dit venstertje wordt de optie "Audio-CD" aangevinkt.

Van WAV naar CD-ROM

Inleiding

De titel van dit hoofdstuk is iets misleidend. Correct had er moeten staan "Van LP naar CD-R". Want natuurlijk is het de bedoeling alle schone gedigitaliseerde nummers van de LP, nu beschikbaar onder de vorm van WAV-bestanden, naar een CD-R te schijven. CD-R's zijn zonder problemen in alle moderne CD-spelers te verwerken. Modellen van de allereerste generaties willen echter wel eens weigeren de muziek op een CD-R te lezen.

Werkwijze

Daar valt weinig over te zeggen. Een en ander is uiteraard volledig afhankelijk van de brandsoftware die ter beschikking staat. Alle software om CD-R's te branden is echter zonder meer in staat Audio-CD's te maken van WAV-bestanden.

Nero Burning-ROM

Als voorbeeld wordt het brandprogramma "Nero Burning-ROM" behandeld, een populaire CD-R brander die vaak bij kloon-PC's wordt geleverd. De procedure is uiterst eenvoudig: een kind kan de was doen. Klik op de knop "Nieuwe compilatie samenstellen". Er verschijnt een venstertje in beeld dat op de manier zoals dat bij moderne programma's blijkbaar moet, met leuke cartoons dus, vraagt wat de bedoeling is. In dit geval: Audio-CD branden, zie figuur 14/2.23-32.

Nadien verschijnt in het grote venster van "Nero" links een nieuw subvenster en rechts een "Verkenner"-achtig overzicht van de harde schijf, zie figuur 14/2.23-33. Sleep simpelweg de WAV-bestanden van rechts naar links en klaar is kees! Vervolgens vraagt de "Nero-Wizard" of er een brand-test moet worden uitgevoerd of een échte brand-actie, zie figuur 14/2.23-34.

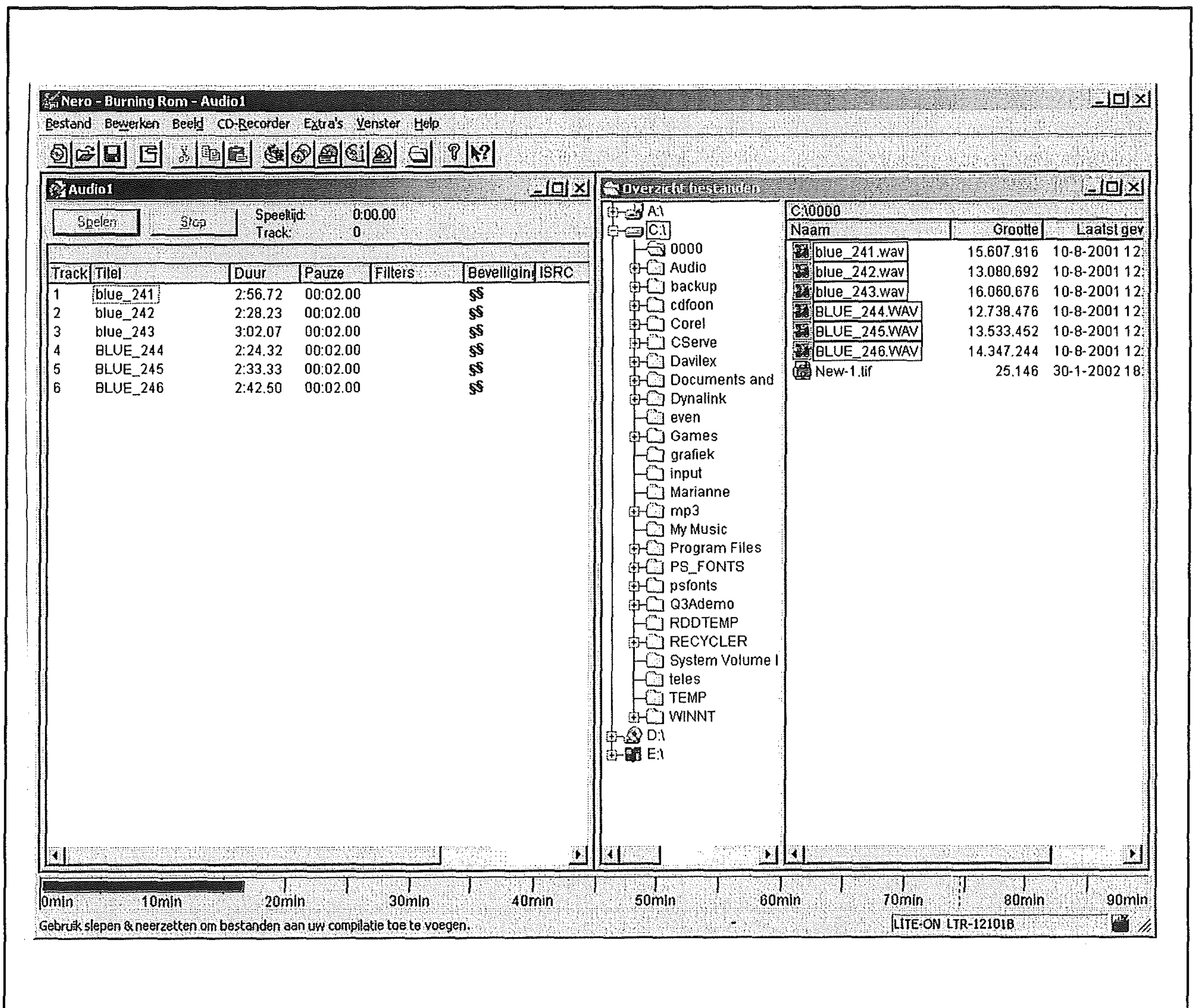
Tot slot verschijnt het "Bezig met schrijven naar schijf"-venster op het scherm, zie figuur 14/2.23-35. Hierin wordt het brand-proces van seconde tot seconde geregistreerd en wordt ook aangegeven of de interne buffer op tijd gevuld wordt met nieuwe gegevens.

Wordt de buffer-inhoud laag?

Sluit dan onmiddellijk andere actieve applicaties af! Als er tijdens het brand-proces te weinig gegevens beschikbaar zijn krijgt men te maken met de beruchte "Buffer Under Run"-foutmelding en kan men de CD-R weggooien.

Als de CD-R gebrand is, wordt deze automatisch uitgeworpen. Sluit de "Burning-ROM" af en duw de CD-R terug in de CD-schrijver. Open de "Verkenner" en ga naar de CD-drive. Klik op één van de bestanden. Onmiddellijk start de "Media Speler" van Windows op, zie figuur 14/2.23-36.

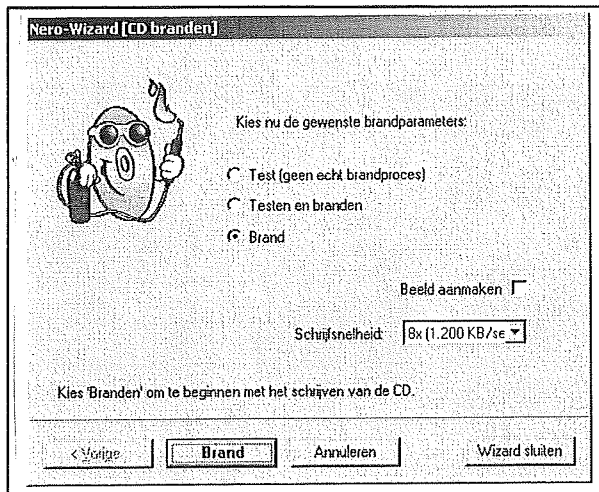
2.23 Van LP naar CD-ROM



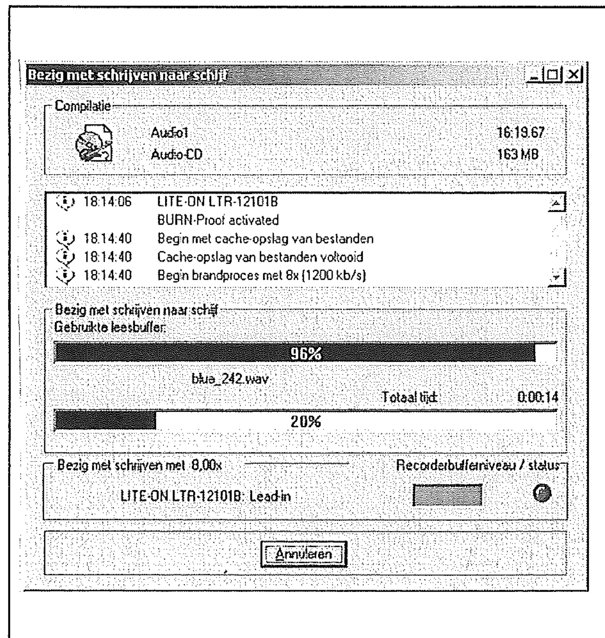
Figuur 14/2.23-33: De Audio-CD samenstellen is gewoon een kwestie van de WAV-bestanden van rechts naar links slepen.

Het is gelukt! De gebrande CD-R wordt zonder problemen als Audio-CD herkend en de nummers worden afgespeeld. En dit zonder de spetters, rumble en ruis die het beluisteren van de oude LP tot zo'n verzoeking maakten!

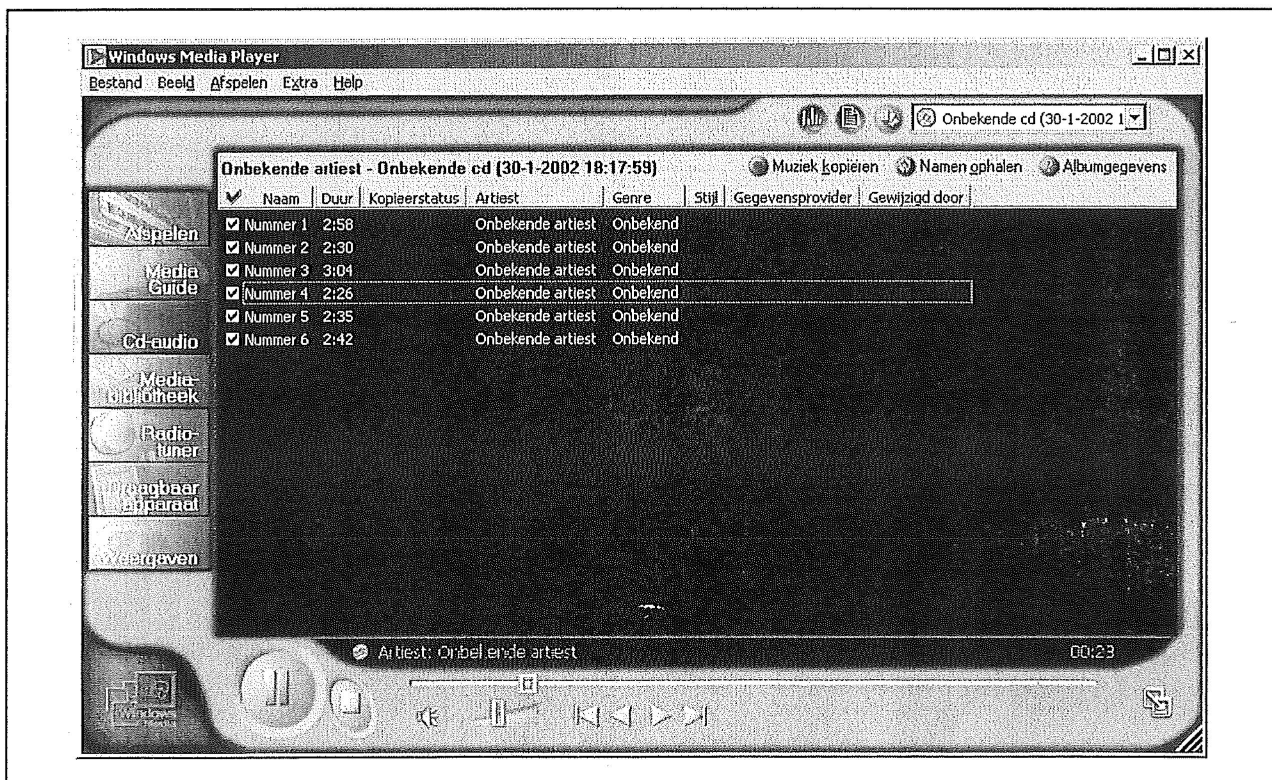
2.23 Van LP naar CD-ROM



Figuur 14/2.23-34: De laatste selectie: kies in dit Wizard-venster “Brand”.

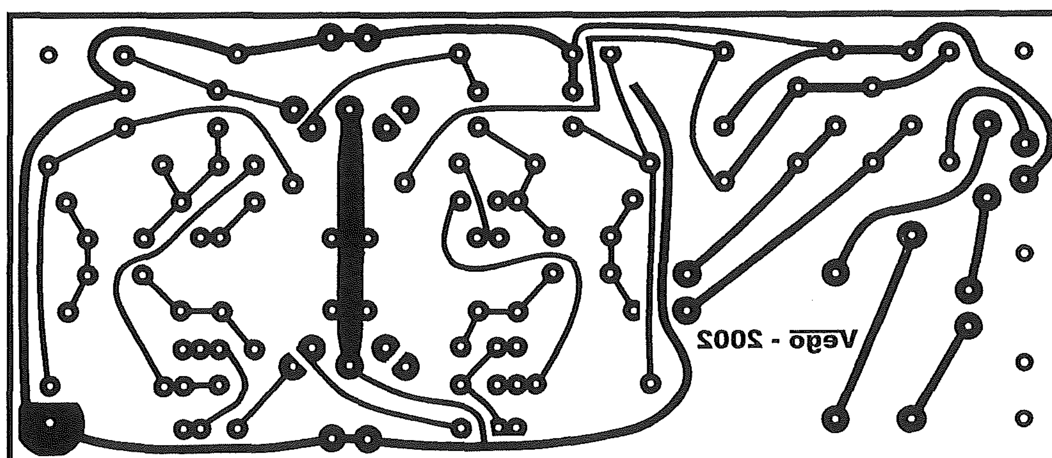


Figuur 14/2.23-35: In dit venstertje wordt het brand-proces van seconde tot seconde gedocumenteerd.



Figuur 14/2.23-36: De mooie moderne “Media Speler” van Windows herkent de Audio-CD nummers op de CD-R en speelt deze zonder problemen af.

2.23 Van LP naar CD-ROM



Figuur 4/2.23-15: De print voor de schakeling.

HOE MAAKT U DEZE PRINT?

OPTIE 1: zelf maken

U scant deze pagina en drukt deze met een inkjet-printer af op A4 formaat op transparante folie. U knipt de print uit en belicht er de fotogevoelige printplaat mee.

OPTIE 2: via Internet

U gaat naar **www.vego.nl/hobby** en selecteert uit het linker menu de optie "Printservice". In het rechter venster selecteert u het hoofdstuknummer. U kunt nu de print als TIF-file downloaden. U opent deze file in een beeldbewerkingsprogramma en drukt deze met de op de Internet-pagina aangegeven afmetingen op transparante folie af. U belicht hiermee de fotogevoelige print.

OPTIE 3: GRATIS bestellen

U stuurt een **ONGEFRANKEERD** briefje naar Vego VOF, Antwoordnummer 30020, 6374 ED Landgraaf, met vermelding van het hoofdstuknummer. U krijgt per kerende post het printontwerpje op transparante folie **GRATIS** toegestuurd. U belicht hiermee de fotogevoelige print.

2.23 Van LP naar CD-ROM

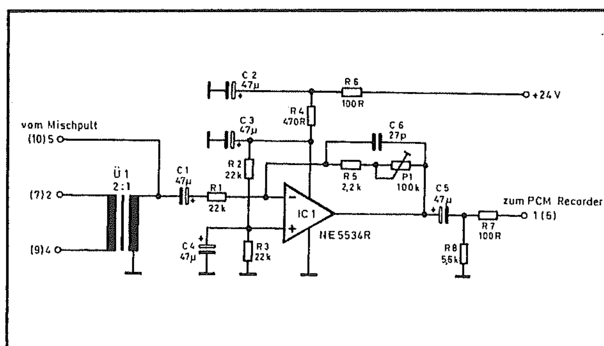
4/2.24

Optische koppeling voor LF-signalen

Inleiding

In professionele audio-apparatuur stelt men vaak vast dat signalen galvanisch gescheiden van de ene naar de andere trap worden getransporteerd. Het voordeel van deze galvanische scheiding is dat er geen kans bestaat op het ontstaan van massalussen. Een massalus is een gesloten lus tussen de massa's van de op elkaar aangesloten apparaten. Als niet alle massa's op hetzelfde aardpotentiaal staan, en dat komt vaak voor als de apparaten ver uit elkaar staan en op verschillende stopcontacten zijn aangesloten, dan ontstaan er stromen in de massalus die gegarandeerd problemen als brom en oscillaties opleveren.

Door galvanisch te scheiden kan er nooit zo'n gesloten lus ontstaan. In de meeste gevallen gebruikt men hoogwaardige scheidingstrafootjes, zie figuur 4/2.24-1.



Figuur 4/2.24-1: Een scheidingstrafo in de signaalweg voorkomt het ontstaan van massalussen.

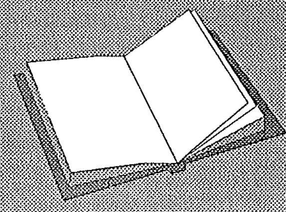
Nu zijn dergelijke speciale scheidingstrafo's peperduur en bovendien vereisen zij in de meeste gevallen het gebruik van symmetrische kabels.

In dit hoofdstuk wordt een goedkoop alternatief beschreven, waarbij de galvanische scheiding wordt toevertrouwd aan een ordinaire optische koppelaar en waarbij het bovendien niet noodzakelijk is te werken met symmetrische leidingen. De apparaten die optisch gescheiden moet worden, kunnen dus met gewone asymmetrische afgeschermde kabel worden verbonden.

Het systeem

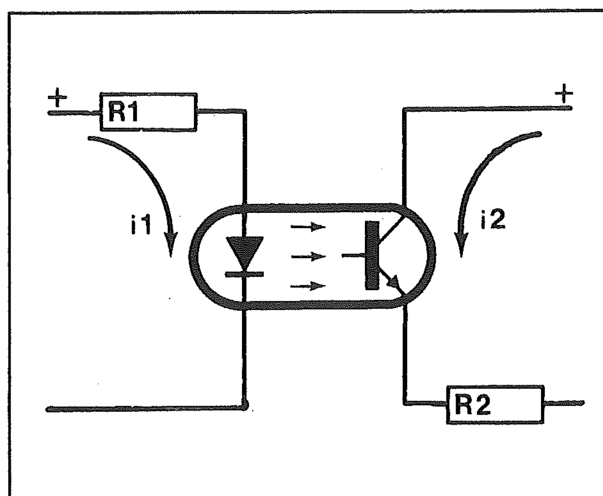
Het systeem bestaat uit een lichtzender en een lichtontvanger. De zender zal een lichtstraal uitzenden, waarvan de intensiteit of sterkte rechtevenredig is met de grootte van het geluidssignaal. In de ontvanger wordt deze lichtbundel omgezet in een spanning, die op haar beurt recht-

LEES OOK:
Hoofdstuk 4/2.15



2.24 Optische koppeling voor LF-signalen

evenredig is met de intensiteit van het licht. Als gevolg van deze twee rechtevenredige omzettingen, zal het signaal dat uit de ontvanger komt rechtevenredig zijn met het volume van het geluid aan de ingang. Nu moet men bij dit systeem niet denken aan allerlei ingewikkelde toestanden met lichtstralen, lenzen en grote lampen. Zo'n combinatie van lichtzender en lichtontvanger zit immers in een klein zespootje: een gewone opto-koppelaar. Zo'n onderdeel bestaat immers uit een lichtgevende diode, een LED dus, en een fotogevoelige transistor. Beide onderdelen zijn elektrisch zorgvuldig gescheiden. De weerstand tussen de diode en de transistor is zeer hoog en met normale meetapparatuur niet eens te meten. Als men door de LED een bepaalde stroom stuurt, zie figuur 4/2.24-2, dan zal deze diode een hoeveelheid licht gaan uitstralen, waarvan de intensiteit afhankelijk is van de grootte van de stroom. De fototransistor zit normaliter in sper. Als men de collector met een positieve spanning verbindt en de emitter door middel van een weerstand met de massa, dan zal er normaal geen stroom door de combinatie vloeien, zodat er ook geen spanning over de emitterweerstand ontstaat. De basis hoeft bij deze toepassing niet eens aangesloten te worden! Op het moment dat de LED licht begint uit te stralen, zal er een bepaalde collectorstroom gaat vloeien. De grootte van de stroom is afhankelijk van de hoeveelheid door de LED uitgestraald licht. Het is dus alsof men in de basis van de transistor een bepaalde stroom stuurt. Door het vloeien van de stroom door de collector zal er over de emitterweerstand een spanning ontstaan, waarvan de grootte afhankelijk is van de waarde van de stroom. Daar deze stroom afhankelijk was van de lichtintensiteit, zal dus eveneens de spanning over de emitterweerstand van die intensiteit afhangen. Besluit: de spanning, die over de emitterweerstand R2 ontstaat is rechtevenredig met de grootte van de stroom, die men door de lichtgevende diode stuurt. Als men die stroom varieert op het ritme van het geluidssignaal dat men wil overdragen, dan zal ook de spanning over de emitterweerstand variëren volgens dit geluidssignaal.

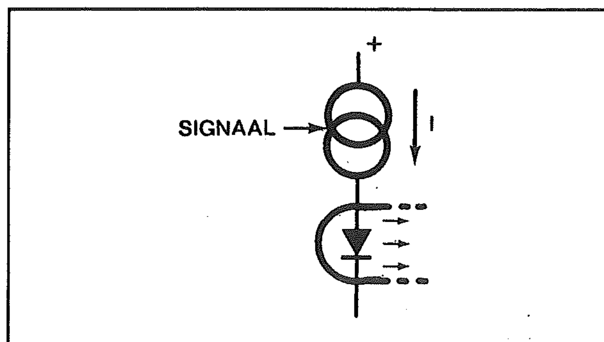


Figuur 4/2.24-2: De signaaloverdracht van LED naar fototransistor in een optische koppelaar.

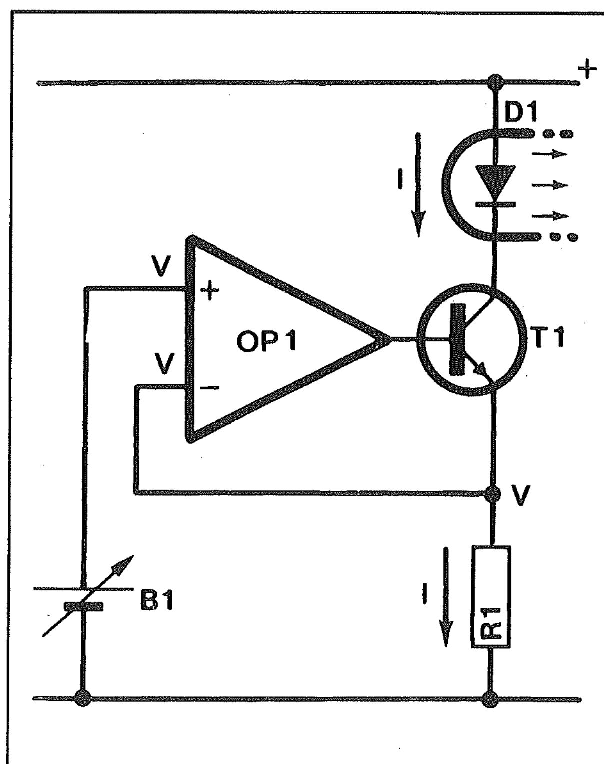
Het principe van de zender

Uit de vorige paragraaf volgt dat de LED in de opto-koppelaar aangestuurd moet worden met een stroom, waarvan de grootte varieert op het ritme van het geluidssignaal. Nu heeft men echter vrijwel steeds alleen maar een audiospanning ter beschikking en géén audiostroom! Het eerste deel van de schakeling van de zender zal dan ook bestaan uit een schakeling, die een spanning omzet in een stroom, die evenredig is aan die spanning. Deze schakeling, die door het leven gaat onder de naam stuurbare constante stroombron, is getekend in figuur 4/2.24-3.

2.24 Optische koppeling voor LF-signalen



Figuur 4/2.24-3: Het principe van de besturing van een LED via een stuurbare constante stroombron.



Figuur 4/2.24-4: Een stuurbare constante stroombron met een op-amp.

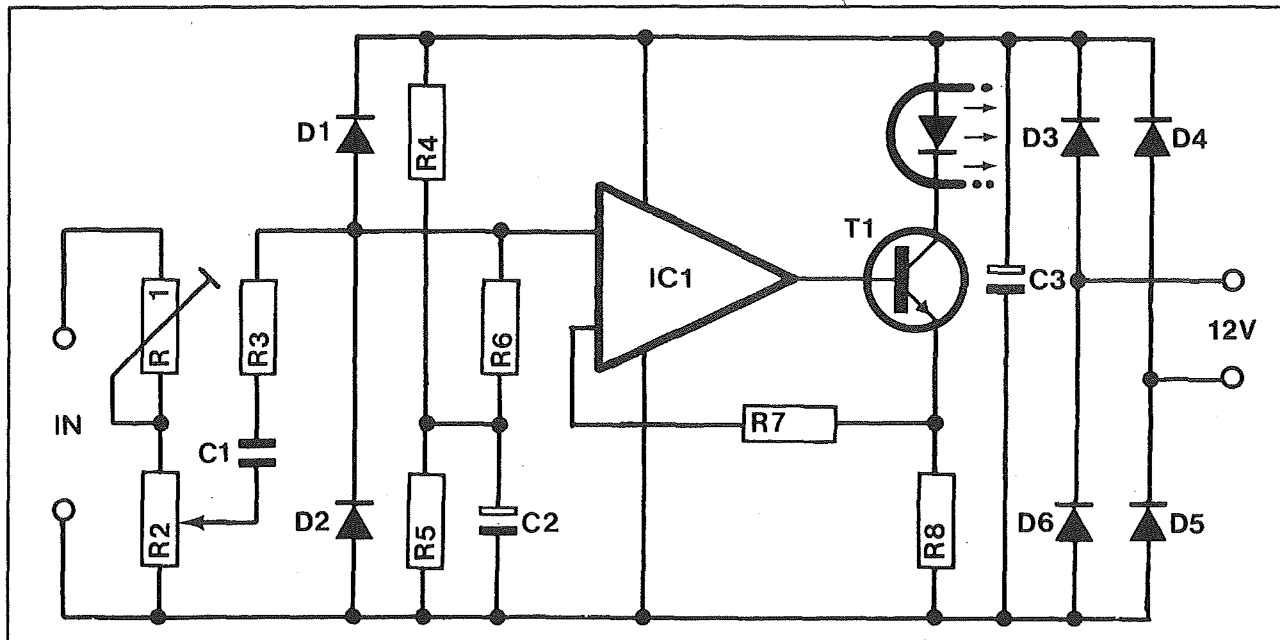
Een stuurbare constante stroombron is een schakeling, die een constante, maar instelbare stroom door een belasting stuurt. De grootte van deze stroom wordt alleen bepaald door de onderdelen in de stroombron, het gedrag van de belasting speelt geen enkele rol. Via deze stroombron wordt dus een constante stroom I door de diode gestuurd. Als men er nu voor zorgt dat die stroom varieert op het ritme van het geluidssignaal, dan is men van alle problemen verlost. Hoewel er verschillende methodes bestaan voor de opbouw van een stuurbare constante stroombron, die door een spanning te moduleren is, wordt bij deze schakeling gekozen voor een schakeling met een operationele versterker. Het basisschema is getekend in figuur 4/2.24-4.

De LED van de opto-koppelaar is opgenomen in een seriekring, die is opgebouwd uit de LED, een transistor en een weerstand. De basis van de weerstand wordt gestuurd uit de uitgang van de op-amp. Aan de positieve ingang van dit onderdeel ligt een instelbare gelijkspanning. De negatieve ingang kijkt hoe groot de spanning is, die over de weerstand R1 staat.

De werking is zeer eenvoudig. Allereerst moet men even in herinnering houden dat een op-amp zijn uitgang steeds zo stuurt, dat het spanningsverschil tussen zijn beide ingangen gelijk wordt aan nul. De positieve ingang van de op-amp staat op een vaste spanning, bepaald door de grootte van de batterijspanning. Wil nu aan de basisvoorwaarde van de werking van een op-amp voldaan worden, dan zal ook de spanning op de negatieve ingang van de versterker gelijk moeten worden aan die spanning V. Dat kan alleen, als die spanning ook ontstaat over de weerstand R1.

Dat is nogal voor de hand liggend, want die weerstand is rechtstreeks verbonden met de negatieve ingang van de versterker. Nu kan er over een weerstand alleen maar spanning ontstaan, als die weerstand doorlopen wordt door een stroom.

2.24 Optische koppeling voor LF-signalen



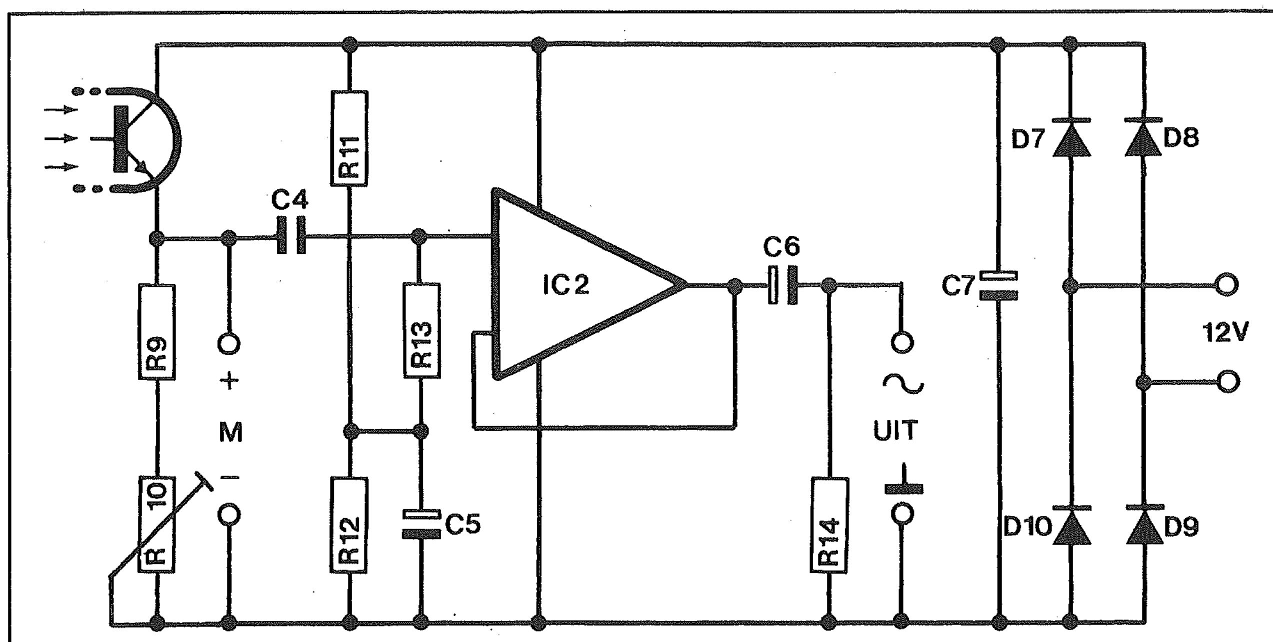
Figuur 4/2.24-5: Het volledig schema van de zender.

Het gevolg is, dat de operationele versterker de transistor zo stuurt, dat er door de serieschakeling van LED, transistor en weerstand een stroom gaat lopen, die tot gevolg heeft dat er over R1 een spanning, gelijk aan de batterij spanning, opgebouwd wordt. Deze stroom zal onder alle omstandigheden constant blijven. De enige manier om hem te wijzigen is het veranderen van de batterijspanning. Dat is dan ook wat er in de praktijk gebeurt. Men laat de spanning op de positieve ingang van de op-amp variëren op het ritme van het geluidssignaal. De stroom door de weerstand, en dus ook door de LED, varieert dan eveneens volgens het geluidssignaal.

Het schema van de zender

Het volledig schema van de zender is getekend in figuur 4/2.24-5. De principiële schakeling van figuur 4/2.24-4 wordt hierin zonder problemen teruggevonden. De schakeling wordt gevoed uit een trafo met twee volledig gescheiden secundaire wikkelingen. De andere wikkeling zal uiteraard gebruikt worden voor het voeden van de ontvanger. De 12 V van de trafo wordt gelijkgericht door middel van 4 dioden 1N4004 en afgevlakt met een elco C3. De positieve ingang van de op-amp moet ingesteld worden op een spanning, zodat er een bepaalde stroom door de lichtgevoelige diode van de opto-koppelaar loopt. De spanningsdeler R4/R5 zorgt voor deze spanning. De spanning op het knooppunt van beide weerstanden wordt extra afgevlakt door middel van de elco C2. Via de hoge weerstand R6 belandt deze instelspanning op de positieve ingang van de operationele versterker. De negatieve ingang is via weerstand R7 verbonden met de weerstand die in serie is opgenomen met de LED en de stuurtransistor T1. Behalve de instelspanning, moet natuurlijk ook een gedeelte van de signaalspanning aan de positieve ingang van het IC worden aangeboden.

2.24 Optische koppeling voor LF-signalen

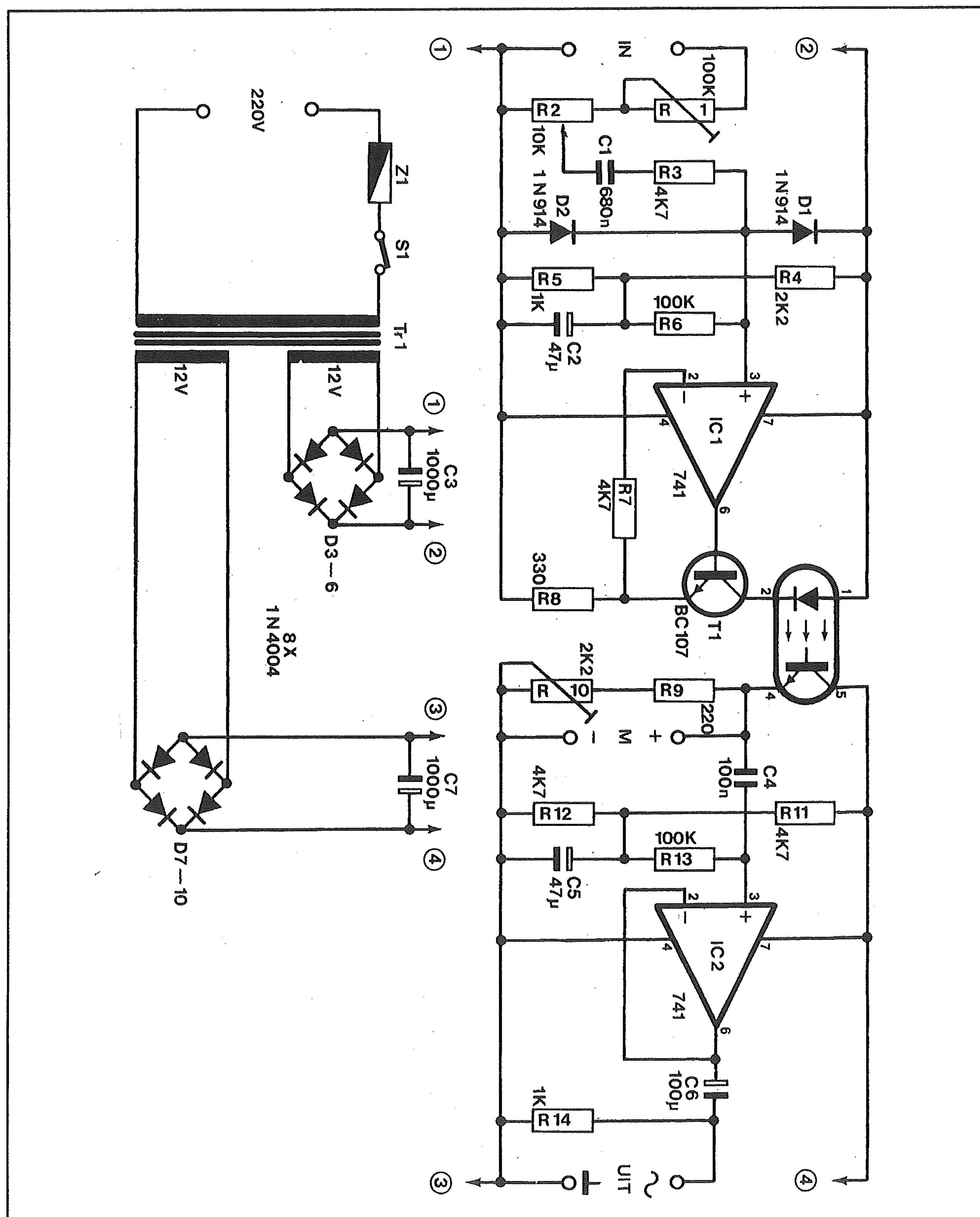


Figuur 4/2.24-6: Het schema van de ontvanger.

Anders zou de spanning op deze ingang immers niet variëren op het ritme van het geluidssignaal. Vandaar dat de ingang van de schakeling via een weerstand R3 met die op-amp ingang verbonden is. In deze ingangskring zitten enige elementen die wat uitleg vragen. Allereerst de serieschakeling van de instelpotentiometer R1 en de potmeter R2. De bedoeling is, dat de schakeling zo universeel mogelijk is. Met andere woorden, dat men de scheider op gelijk welk audio-apparaat kan aansluiten. Sluit men de ingang aan op een apparaat dat veel spanning afgeeft, dan moet de instelpotentiometer volledig in de schakeling opgenomen worden. Aan de ingang wordt dan een spanningsdeler gevormd, waardoor de spanning over de potmeter in dezelfde grootte-orde komt te liggen als wanneer er een apparaat wordt aangesloten dat weinig signaal levert.
De twee dioden D1 en D2 beveiligen de ingang van de op-amp tegen te grote spanningen. Als men per ongeluk een veel te hoge spanning op de ingang zet, gaat een van deze dioden geleiden waardoor de te grote spanning wordt kortgesloten naar de massa of naar de voeding.

Het schema van de ontvanger
De ontvanger is zo eenvoudig van opbouw, dat dadelijk het volledig schema besproken kan worden. Dit is getekend in figuur 4/2.24-6. De schakeling wordt uit een identieke schakeling gevoed als de zender. De lichtgevoelige transistor is in serie geschakeld met twee weerstanden: een vaste en een instelpotentiometer. Het is namelijk gebleken, dat de instelling van deze trap verschilt als men een ander type opto-koppelaar gebruikt. Door middel van de trimmer kan men de schakeling zo afregelen, dat de emitter van de transistor op de halve voedingsspanning staat.
Het signaal dat, als gevolg van de inwerking van de variërende lichtstraal op de transistor, over de emitterweerstand ontstaat, wordt nu nog aangeboden aan een buffertrap, opgebouwd met een tweede op-amp.

2.24 Optische koppeling voor LF-signalen



Figuur 4/2.24-7: Het volledig schema van de schakeling.

2.24 Optische koppeling voor LF-signalen

ONDERDELENLIJST

WEERSTANDEN, 1/4 W, 5 %		
R3,R7,R11,R12	4,7 kΩ	
R4	2,2 kΩ	
R5,R14	1 kΩ	
R6,R13	100 kΩ	
R8	330 Ω	
R9	220 Ω	
INSTELPOTENTIOMETERS, STAAND, 10 x 5 mm		
R1	100 kΩ	
R10	2,2 kΩ	
POTENTIOMETER, MONO, LIN		
R2	10 kΩ	
CONDENSATOREN		
C1	680 nF	MKH
C2,C5	47 µF	16 V printelco
C3,C7	1.000 µF	25 V printelco
C4	100 nF	MKH
C6	100 µF	16 V printelco
HALFGELEIDERS		
D1,D2	1N4148	
D3-D10	1N4004	
T1	BC107	
IC1,IC2	741, mini-DIL	
OK1	optische koppelaar, DIL-6	
DIVERSEN		
1	trafo, 2 x 12 V gescheiden, 2 x 100 mA	
1	zekeringhouder, print	
1	zekering, 300 mA	
5	printsoldeerlipje	
1	trekontlasting	
1	tuimelschakelaar, AAN/UIT	

Zoals men weet heeft een buffer de eigenschap een zeer hoge ingangsimpedantie en een zeer lage uitgangsimpedantie te hebben. De versterking van de trap is bovendien gelijk aan een.
Het enige interessante aan deze trap is dat de instelling van de op-amp gebeurt door de positieve ingang op de helft van de voedingsspanning in te stellen.

De uitgangsspanning wordt door middel van een blokkeer-elco C6 en een weerstand R14 van de uitgang van de op-amp afgenomen.

Het volledig schema

Het volledig schema van de audio-koppelaar is getekend in figuur 4/2.24-7. Hieruit blijkt duidelijk hoe de volledige schei-

ding tussen in- en uitgang ook in de voeding tot uitdrukking komt. Men moet per sé een trafo gebruiken, die twee volledig gescheiden wikkelingen heeft. Het gebruik van bijvoorbeeld een trafo met middenaftakking is niet toelaatbaar. Meet voor alle zekerheid even met een universeelmeter, op weerstandsmeting geschakeld, tussen de beide secundaire wikkelingen. De weerstand moet oneindig hoog zijn!

De bouw van de schakeling

De print voor deze eenvoudige schakeling is getekend in figuur 4/2.24-8 op de laatste pagina van dit hoofdstuk. De bouw volgt uit figuur 4/2.24-9.

Moeilijke punten doen zich niet voor. De keuze van de opto-koppelaar is niet kritisch. Hoewel uiteraard niet alle typen uitgeprobeerd zijn, zullen ze allemaal bruikbaar zijn, want qua eigenschappen ontlopen de verschillende fabrikaten elkaar niet veel. De schakeling is opgebouwd met een MCT26 van Monsanto en een FCD806 van Fairchild. Het enige dat veranderde, was de instelling van de instelpotentiometer in de emitterleiding van de foto-transistor. Ook de bandbreedte bleek niet helemaal gelijk, maar de afwijkingen waren niet van dien aard dat de kwaliteit van de schakeling in gevaar kwam. Nadat de print volledig is bestukt, kan zij ingebouwd worden in een kast. Het prototype werd ondergebracht in een type 333 van Teko. Bij de inbouw moet één ding goed voor ogen gehouden worden. De schakeling van de zender mag nergens contact maken met het metaal van de kast. De massa van de ontvanger wordt namelijk via de printbevestiging verbonden met het chassis en zou ook de zender ergens contact maken met de kast, dan kon men natuurlijk net zo goed zonder deze schakeling apparaten met elkaar verbinden.

De bedrading

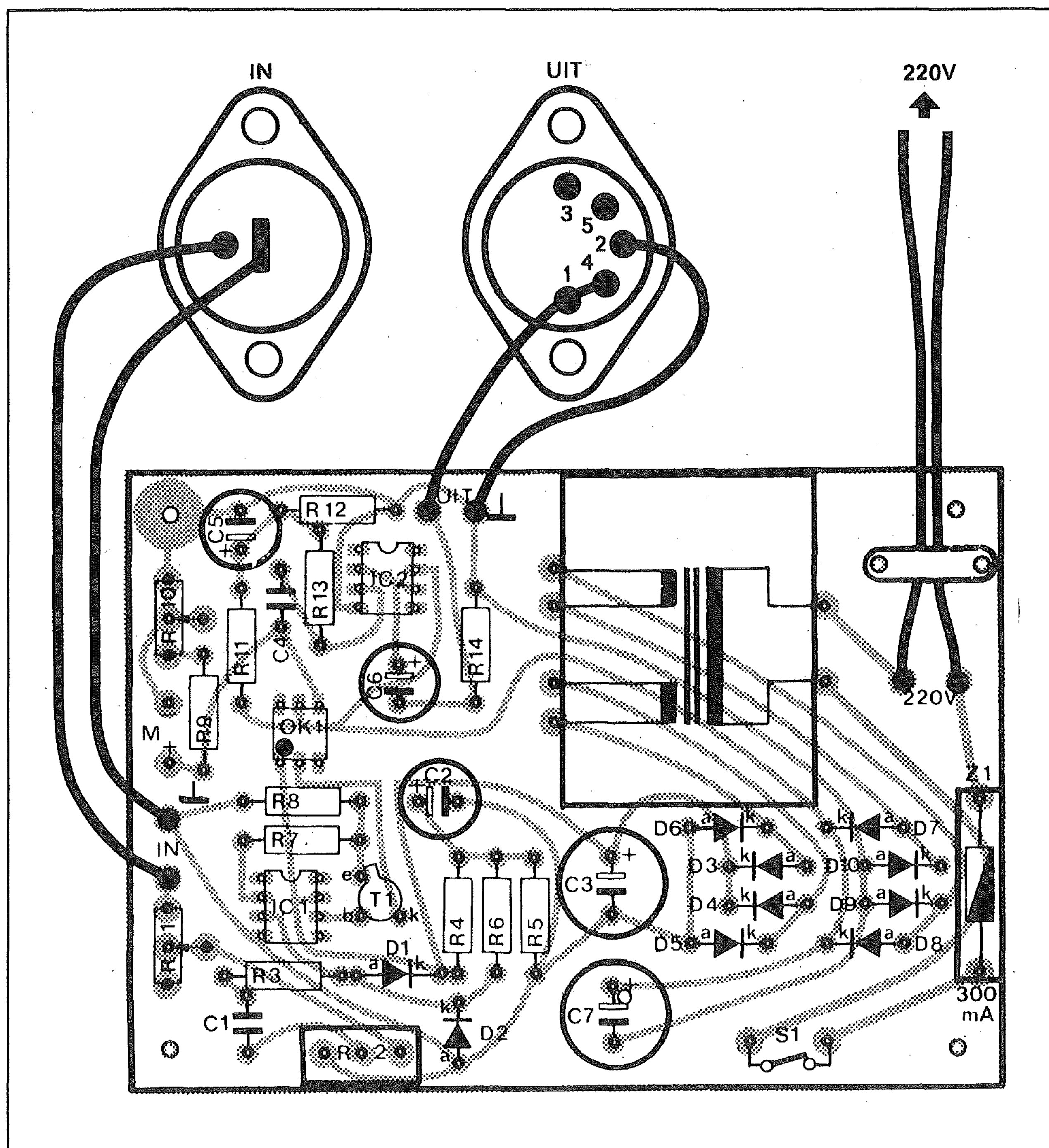
De zeer eenvoudige bedrading is ook getekend in figuur 4/2.24-9. De in- en uitgangen worden met afgeschermde kabeltjes aangesloten op aloude DIN chassisdelen. Waarom? Omdat men er dan zeker van is dat de massa's niet aan het metaal van de behuizing komen te hangen! Dit is natuurlijk een zeer belangrijk punt. Als men de moderne cinch chassisdelen zou gebruiken, dan komen de massa's van het ingaande en uitgaande apparaat via deze connectoren toch aan elkaar te hangen. Dat is uiteraard niet de bedoeling. Voor de ingang werd een DIN luidspreker connector gebruikt, voor de uitgang een vijfpolige DIN ingangsconnector. Op deze manier kan men de in- en de uitgang nooit per ongeluk verwisselen. Om het apparaat met deze vreemdsoortige connectoren gemakkelijk met apparatuur te kunnen verbinden kan men het best twee kleine verloopsnoertjes maken, met aan de ene kant normale cinch connectoren en aan de andere kant DIN connectoren.

Het gebruik

Alvorens het apparaatje in gebruik wordt genomen, moeten er nog enige zaken gecontroleerd worden.

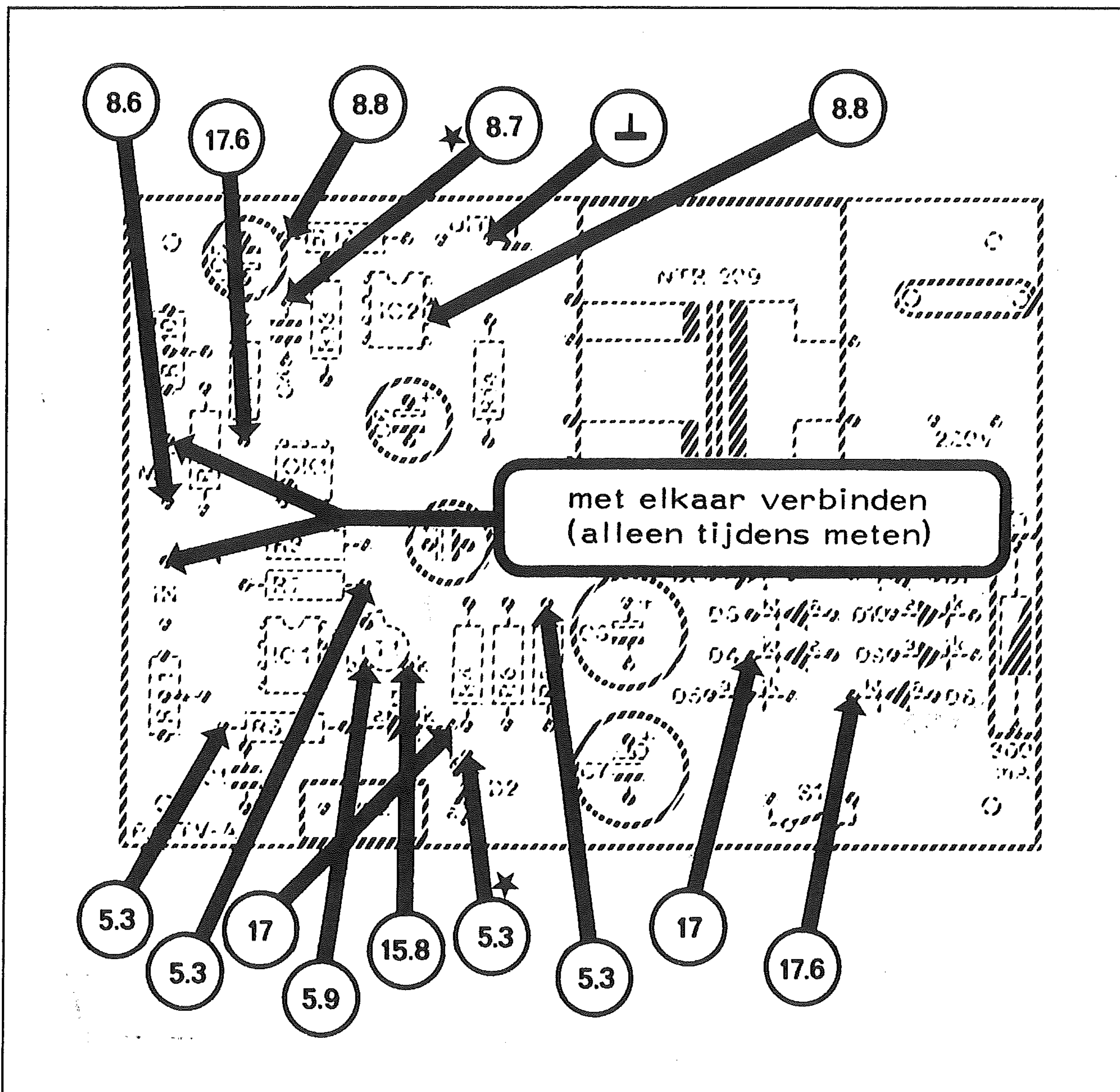
Op de eerste plaats wordt, veiligheid voor alles, met een ohmmeter gemeten tussen een van de ingangsklemmen en een van de uitgangsklemmen. De weerstand moet oneindig groot zijn. Is dit in orde, dan wordt het apparaat met het net verbonden. Over de twee meetklemmen M op de print wordt een op gelijkspanning geschakelde universeelmeter aangesloten en de instelpotentiometer R10 wordt zo ingesteld, dat de meter ongeveer 8 V aanduidt.

2.24 Optische koppeling voor LF-signalen



Figuur 4/2.24-9: De componentenopstelling van de print. Let op de bedrading tussen de print en de connectoren. De connectoren mogen er uiteraard niet de oorzaak van zijn, dat de massa's tóch worden doorverbonden. Vandaar dat de keuze viel op ouderwetse geïsoleerde DIN-connectoren.

2.24 Optische koppeling voor LF-signalen



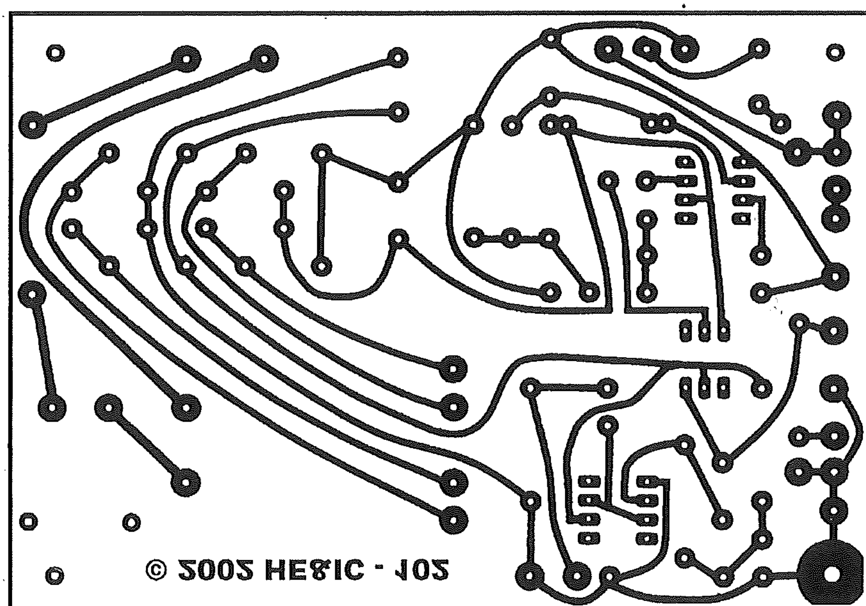
Figuur 14/2.24-10: De spanningsplattegrond van de schakeling.

Nadien kan de kast dichtgeschroefd worden en is het apparaat gebruiksklaar.

Spanningsplattegrond

Figuur 4/2.24-10, tenslotte, geeft de spanningsplattegrond van de print. Als de schakeling niet werkt kan men aan de hand van de ingetekende meetspanningen gemakkelijk de oorzaak van de storing opsporen. De met een sterretje aangeduide meetspanningen hebben een zeer hoge impedantie, wat wil zeggen dat de meting beïnvloed kan worden door de inwendige weerstand van de meter.

2.24 Optische koppeling voor LF-signalen



Figuur 4/2.24-8: De print voor de schakeling.

HOE MAAKT U DEZE PRINT?

OPTIE 1: zelf maken

U scant deze pagina en drukt deze met een inkjet-printer af op A4 formaat op transparante folie. U knipt de print uit en belicht er de fotogevoelige printplaat mee.

OPTIE 2: via Internet

U gaat naar **www.vego.nl/hobby** en selecteert uit het linker menu de optie "Printservice". In het rechter venster selecteert u het hoofdstuknummer. U kunt nu de print als TIF-file downloaden. U opent deze file in een beeldbewerkingsprogramma en drukt deze met de op de Internet-pagina aangegeven afmetingen op transparante folie af. U belicht hiermee de fotogevoelige print.

OPTIE 3: GRATIS bestellen

U stuurt een **ONGEFRANKEERD** briefje naar Vego VOF, Antwoordnummer 30020, 6374 ED Landgraaf, met vermelding van het hoofdstuknummer. U krijgt per kerende post het printontwerpje op transparante folie **GRATIS** toegestuurd. U belicht hiermee de fotogevoelige print.

2.24 Optische koppeling voor LF-signalen

4/2.25

Peak VU-meter met LED-module

Inleiding

VU-meters met LED's zijn te kust en te keur beschreven. Waarom dan alweer zo'n ontwerp? Omdat in deze schakeling gebruik wordt gemaakt van een kant-en-klaar LED-module, waarin de verschillende LED's zeer keurig op een rijtje zijn gemonteerd en waardoor het moeilijke punt bij het zelf bouwen van een LED-schaal, namelijk de lichtkolom op een mooie manier presenteren, in één klap wordt opgelost. Losse LED's, dat is algemeen bekend, laten zich maar heel moeilijk omvormen tot een uitlezing die de toets van de vormgevingskritiek kan doorstaan. Het verschil in presentatie tussen een zelfgebouwde LED-schaal en eentje zoals die in ontelbare fabrieksapparaten is ingebouwd, is schrijnend groot. Dank zij dit door diverse fabrikanten op de markt gebrachte module kan men niet alleen de technische specificaties van een fabrieksontwerp evenaren en zelfs gemakkelijk overtreffen, maar behoeft men zich ook niet meer te schamen over het uiterlijk van de eigen bouwsels.

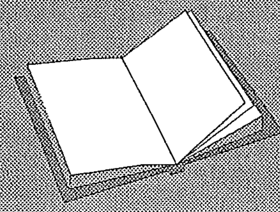
Peak VU-meter

Bovendien is dit ontwerp ook technisch perfect. Het meet de piekwaarde van het ingangssignaal en dit zowel voor positieve als voor negatieve pieken. Voorwaar een eigenschap die men in de meeste ontwerpen vruchteloos zal zoeken! Dank zij deze piek-functie wordt de snelle reactie van een LED-schaal ten volle uitgebuit. Oversturing van analoge schakelingen of audio-ADC's zijn dus gemakkelijk te vermijden.

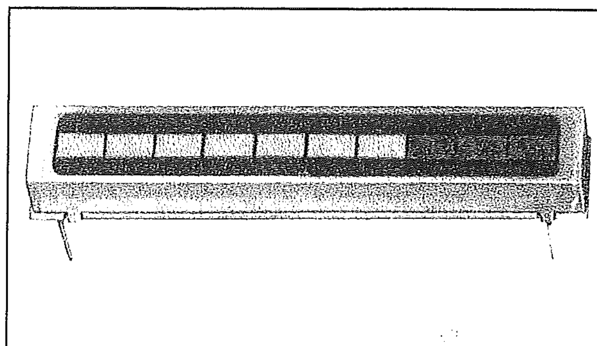
TFK-modules

De LED-modules waar het in dit hoofdstuk om gaat dragen de fabrikantennaam AEG-TFK (Telefunken) en de code D6xxP. In principe zijn deze modules samengesteld uit een vijf- of tienvoudige LED-schaal en de complete elektronica die nodig is voor het laten oplichten van de LED's, zie figuur 4/2.25-1.
Er zijn vier modellen leverbaar. De tabel van figuur 4/2.25-2 geeft de verschillen tussen de vier leverbare uitvoeringen. Uit figuur 4/2.25-3 kan men de afmetingen en de aansluitgegevens afleiden.

LEES OOK:
Hoofdstuk 3/10.2
Hoofdstuk 3/12.5



2.25 Peak VU-meter met LED-module



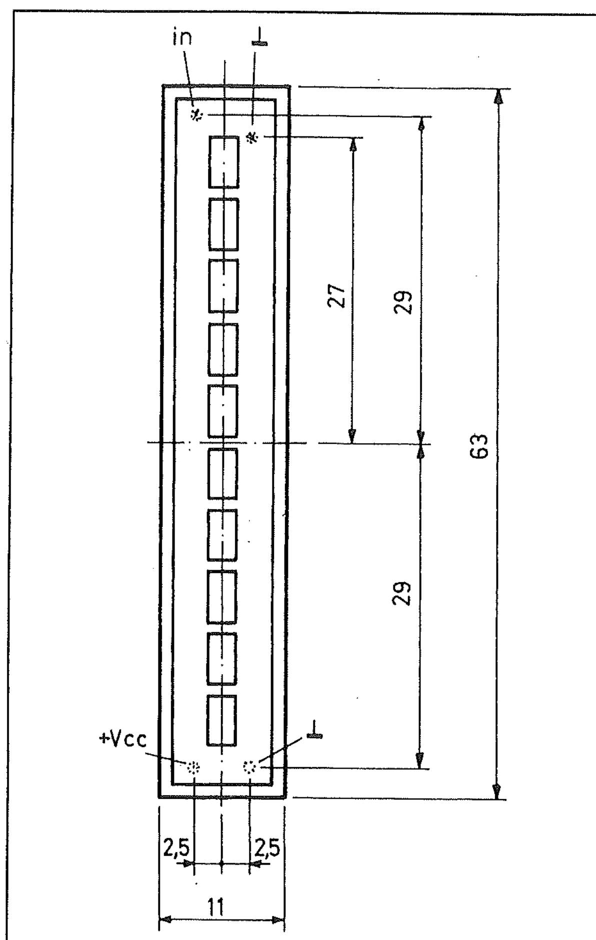
Figuur 4/2.25-1: Het uiterlijk van de TFK-modules.

De rechthoekige LED-vlakjes lichten mooi egaal op en zijn ongeveer 4,5 bij 2,5 mm[2] groot. Werkelijk een hele verbetering ten opzichte van het geknoei dat komt kijken als men platte LED's keurig op een rijtje door een (rafelig) uitgevijlde gleuf in een frontplaatje naar de buitenwereld wil laten kijken!

Typ *Type*	Fig.	Ausführung *Version* U_i = 0...1 V	Leuchtfarbe *Luminous colour*	*a*	I_V mcd	U_S V
D 610 P	19	Fließender Übergang *Soft change*	5xrot/*red*	60°	> 0,5	12...15
D 620 P	20		10xrot/*red*	60°	> 0,5	12...15
D 630 P		Abrupter Übergang *Abrupt change*	10xrot/*red*	60°	> 0,5	12...15
D 634 P	21		7xgrün/*green* 3xrot/*red*	60°	> 0,5	15...16,5

Figuur 4/2.25-2: De specificaties van de vier leverbare modules.

De modules hebben slechts vier aansluitingen: stevige aansluitpennen die met de voedingsspanning (+12 V tot +15 V), de massa (tweemaal) en de gelijkspanningsingang moeten worden verbonden. In deze toepassing wordt gebruik gemaakt van het type D634P, die zeven groene en drie rode LED's bezit en dus ideaal is voor een VU-meter. Diverse andere fabrikanten van LED's leveren tegenwoordig equivalente modules onder diverse namen.



Figuur 4/2.25-3: De afmetingen en aansluitingen van de modules.

Het basisschema

Het basisschema van een met zo'n module samengestelde "gewone" VU-meter is getekend in figuur 4/2.25-4. De te meten wisselspanning wordt via een diode en een kleine weerstand aangeboden aan een condensator. De gelijkspanning over deze condensator stuurt via een instelpotentiometer de ingang van de module.

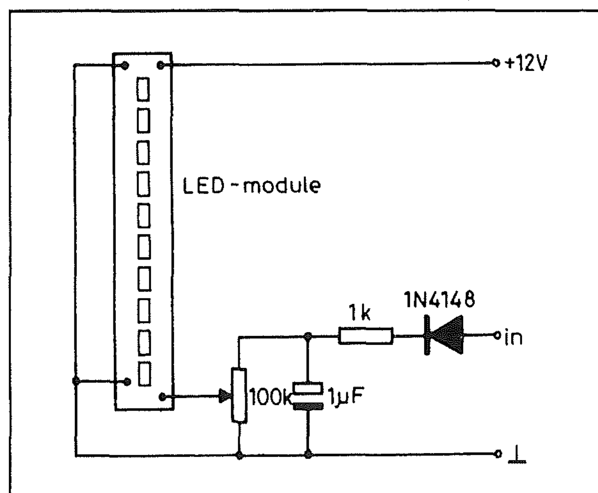
Zo'n eenvoudige schakeling draagt natuurlijk een aantal nadelen met zich mee, waarvan de voornaamsten voor de hand liggen. De diode gaat niet geleiden alvorens de spanning gestegen is tot ongeveer 0,5 V, zodat het onmogelijk is kleine signalen te meten en de schakeling reageert

2.25 Peak VU-meter met LED-module

alleen op de positieve helft van het signaal. Wie niet al te hoge eisen stelt kan deze schakeling echter al nabouwen en achter een plexiglazen frontplaatje monteren.

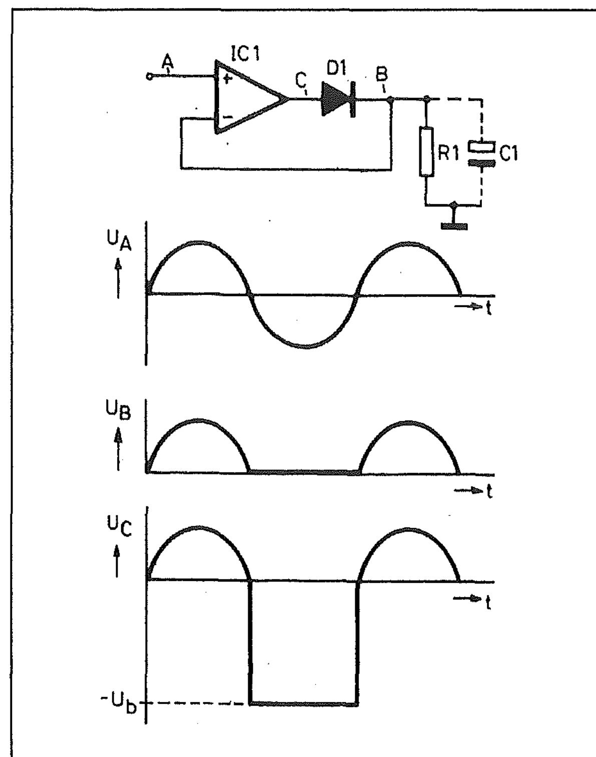
Topdetector

Beide genoemde nadelen kunnen worden ondervangen door gebruik te maken van een topdetector. In de meest eenvoudige uitvoering bestaat een topdetector voor positieve signalen uit een operationele versterker, een diode en een weerstand (zie figuur 4/2.25-5).



Figuur 4/2.25-4: De eenvoudigste VU-meter met een TFK-module.

De werking van deze schakeling wordt verklaard aan de hand van de grafieken in dezelfde afbeelding. Als de ingangsspanning U_A positief is, zal de uitgangsspanning van de op-amp ook positief zijn. De versterking van het onderdeel is dan gelijk aan één, want diode D1 geleidt en koppelt de uitgang rechtstreeks door met de inverterende ingang. De schakeling werkt dan in feite als spanningsbuffer en de spanning op punt B is een getrouwe kopie van de spanning op de ingang.



Figuur 4/2.25-5: De basisschakeling van een topdetector voor positieve toppen.

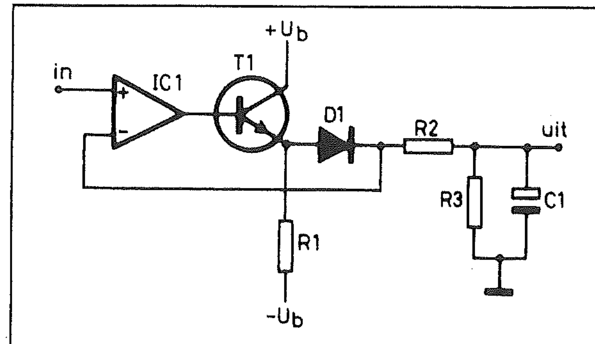
Als de ingangsspanning negatief wordt, gaat de uitgangsspanning van de op-amp ook negatief worden. Diode D1 gaat nu sperren en de op-amp werkt in open lus. De versterking is gelijk aan de eigen niet-teruggekoppelde versterking van de op-amp en deze zeer hoge versterkingsfactor zorgt ervoor dat de uitgangsspanning vastloopt tegen de negatieve voedingsspanning. De spanning op de inverterende ingang blijft echter nul, want deze ingang ligt via weerstand R1 aan massa.
Men kan dus besluiten dat deze schakeling als ideale gelijkrichter werkt voor positieve spanningen. Zelfs een ingangsspanning van enige millivolts wordt gelijkgericht, omdat de operationele versterker de geleidingsspanning van de diode D1 compenseert. De uitgang is steeds onge-

2.25 Peak VU-meter met LED-module

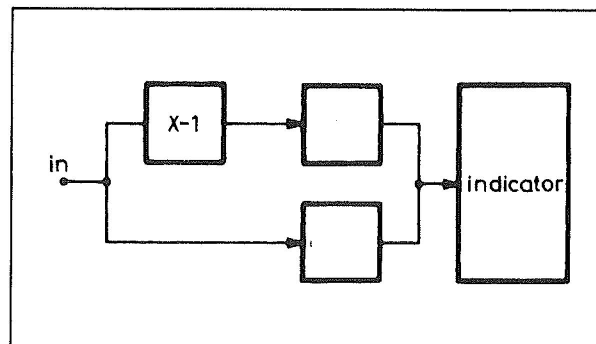
veer 0,6 V positiever dan de spanning op beide ingangen.
Het enige nadeel van deze schakeling is het vastlopen van de uitgang tegen de negatieve voedingsspanning. Dit beperkt de bandbreedte van de schakeling omdat de op-amp er een bepaalde tijd voor nodig heeft om van de uiterste negatieve spanning terug te keren naar de positieve ingangsspanning van +0,6 V bij de volgende positieve ingangssyclus. Dit nadeel is echter te ondervangen door gebruik te maken van een redelijk breedbandige operationele versterker zoals de CA3140. Een 741 is echter absoluut niet bruikbaar en stort reeds bij 10 kHz volledig in elkaar!
Door over weerstand R1 een elco C1 op te nemen kan de gelijkgerichte positieve ingangsspanning worden omgezet in een mooie gelijkspanning voor het sturen van de LED-module. Wil men echter zeer snelle en smalle eenmalige pieken in een signaal detecteren, dan voldoet deze schakeling niet.

Piekdetector

Door het inschakelen van een emittervolger volgens het schema van figuur 4/2.25-6 kan men de topdetector uit de vorige paragraaf omvormen tot een zeer snelle piekdetector. De uitgangsimpedantie van de operationele versterker wordt verlaagd door het achter schakelen van een emittervolger. Het laden en ontladen van de condensator is nu helemaal afhankelijk van de twee weerstanden R2 en R3. Men moet er echter wel rekening mee houden dat het laden ook afhankelijk is van de dynamische impedantie van de geleidende diode D1! Men zou deze twee onderdelen zelf zo kunnen berekenen dat de laad- en ontlaadtijden voldoen aan de in de professionele geluidstechniek gehanteerde standaarden.



Figuur 4/2.25-6: Omvormen van de schakeling van figuur 4/2.25-5 tot een échte piekdetector.



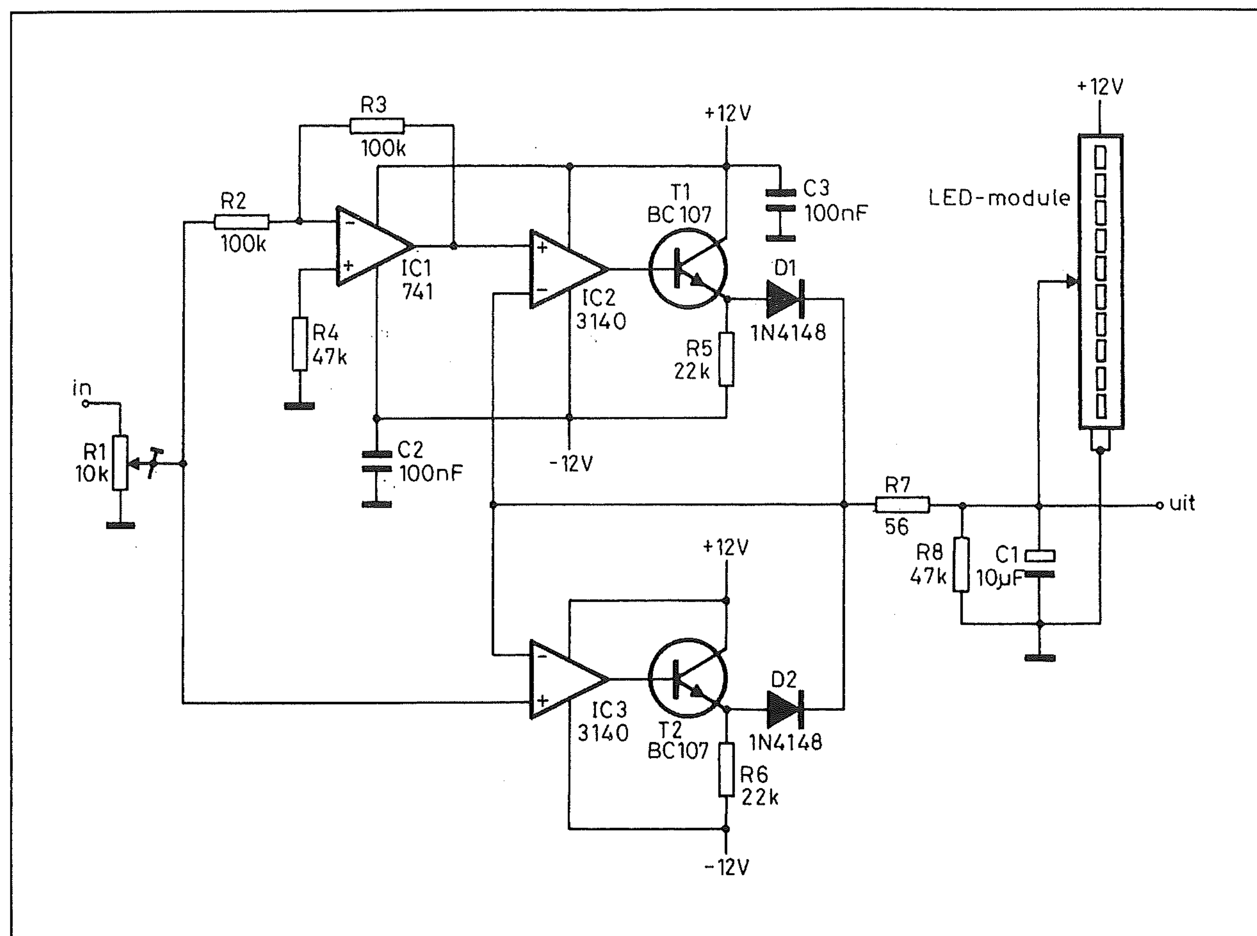
Figuur 4/2.25-7: Het blokschema van een piekdetector voor positieve én voor negatieve signalen.

Het laden moet zo snel gaan dat de condensator tot 80 % van de topwaarde van een 4 ms brede piek oplaadt! De ontlaad tijdconstante zou volgens deze normen gelijk moeten zijn aan 1 seconde, maar men moet er rekening mee houden dat deze waarde nog stamt uit de analoge metertijd en een LED-schaal en digitale signaalverwerking geheel eigen eisen stellen.

Negatief hoort er ook bij!

De schakeling van figuur 4/2.25-6 is een uitstekende piekdetector, maar slechts voor positieve signalen. Wat er onder de nul-as gebeurt ontgaat de elektronica volkomen.

2.25 Peak VU-meter met LED-module



Figuur 4/2.25-8: Het volledig schema van de schakeling.

Nu moet een goede piekmeter echter ook rekening houden met hoe de negatieve helft van het ingangssignaal zich gedraagt. Muziekinstrumenten leveren alles behalve mooie sinussen af en het zou dus best kunnen voorkomen dat een oversturing zich alleen aan de negatieve signaalhelft openbaart. Door twee identieke schakelingen volgens figuur 4/2.25-6 in de configuratie van figuur 4/2.25-7 op te nemen, gaat de schakeling ook reageren op negatieve pieken. De werking is de eenvoud zelve. Door middel van een inverterende versterker wordt het ingangssignaal geïnverteerd. De negatieve pieken worden dan opeens positieve pieken en daar weet de schakeling wel raad mee!

Praktisch schema

Het volledig schema van de rond de TFK-module ontworpen piekmeter is getekend in figuur 4/2.25-8. De schakeling wordt symmetrisch gevoed uit ±12 V, hetgeen niet zo'n bezwaar is want tegenwoordig werken toch vrijwel alle LF-schakelingen met symmetrisch gevoede operationele versterkers en men kan dus de piekmeter rechtstreeks uit de aanwezige voedingsspanningen van ±12 of ±15 V voeden.

2.25 Peak VU-meter met LED-module

ONDERDELENLIJST

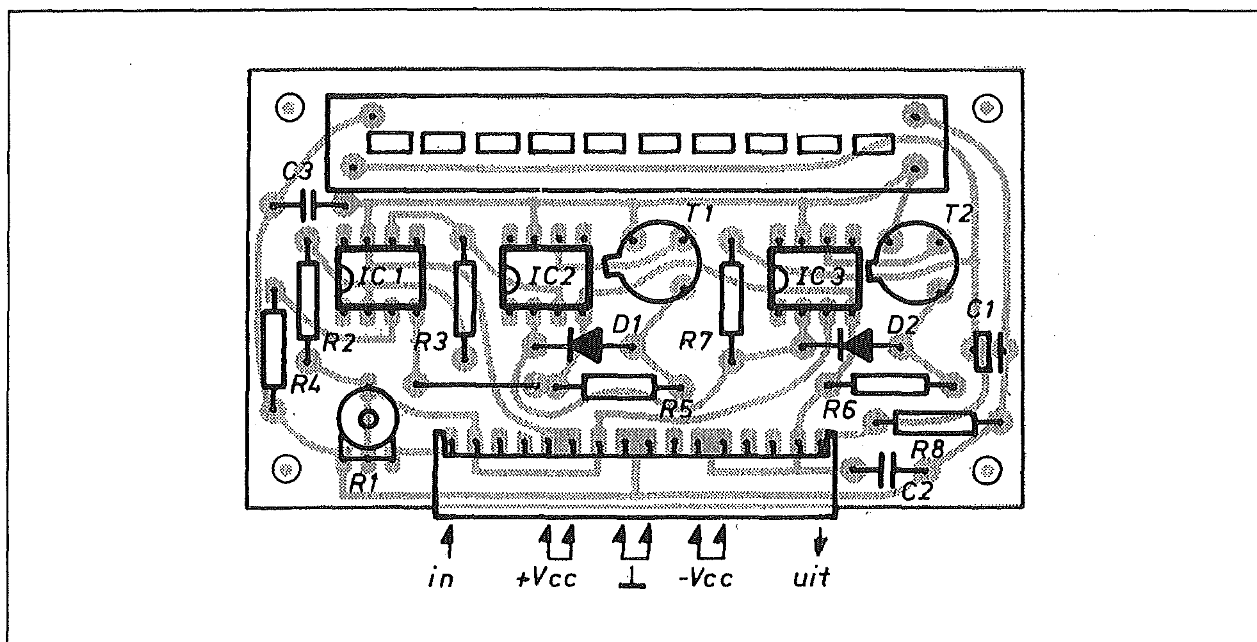
WEERSTANDEN, 1/4 W, 5 %	
R2,R3	100 kΩ
R4,R8	47 kΩ
R5,R6	22 kΩ
R7	56 Ω
INSTELPOTENTIOMETER, 5 x 10 mm, LIGGEND	
R1	10 kΩ
CONDENSATOREN	
C1	10 F 16 V print-elco
C2,C3	100 nF MKH
HALFGELEIDERS	
D1,D2	1N4148
T1,T2	BC107
IC1	741, mini-DIL
IC2,IC3	CA3140, mini-DIL
DIVERSEN	
1	module D634P of equivalent
3	IC-voetje, 8 pennen
1	16-polige randconnector

De ingangsspanning wordt aangeboden aan instelpotentiometer R1.
Met dit onderdeel kan men de schakeling ijken, wat er op neer komt het nulpunt van de LED-schaal in overeenstemming te brengen met de algemeen aanvaarde norm 0,775 V = 0 dB. De loper van de instelpotentiometer voedt de ingang van de inverterende versterker. Deze, rond een 741 op-amp (IC1) samengestelde schakeling, heeft natuurlijk een versterking van precies -1 (R2 = R3) en een voldoende grote bandbreedte voor het audiowerk. De schakelingen rond de twee operationele versterkers IC2 en IC3 (CA3140) zijn volgens figuur 4/2.25-6 samengesteld, de twee uitgangen (de kathoden van de dioden D1 en D2) sturen afwisselend stroom naar afvlakcondensator C1 via weerstand R7. Weerstand R8 is de ontlaadweerstand en deze bepaalt de teruglooptijd van de uitlezing. Men kan met deze waarde zoveel stoeien als men zelf wil. De over C1 verschijnende gelijkspanning wordt naar buiten gevoerd als U_{uit}, men weet maar nooit waarvoor zo'n gelijkspanning die de pieken van het ingangssignaal getrouw volgt allemaal van pas kan komen!

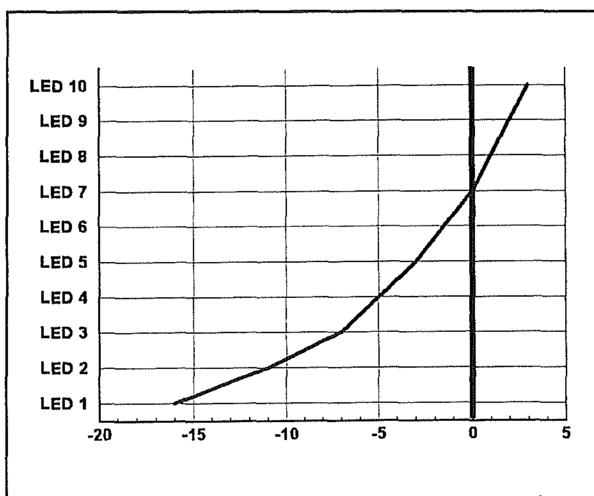
Bouw van de schakeling

Kleine schakelingetjes zoals deze, die onderdeel van een groter geheel kunnen vormen, worden vaak uitgevoerd als een soort insteekmodule. Aan de onderkant van de print wordt een stekerdeel voor een minimodule gemonteerd dat past in eenzelfde printdeel.
Ook deze piekdetector wordt op deze manier samengesteld.

2.25 Peak VU-meter met LED-module



Figuur 4/2.25-10: De componentenopstelling van de peak VU-meter.



Figuur 4/2.25-11: De responscurve van de VU-meter.

De print is getekend in figuur 4/2.25-9 op de laatste pagina van dit hoofdstuk. De plaats van de onderdelen volgt uit figuur 4/2.25-10. Men doet er verstandig aan twee kunststof afstandsbusjes van 5 mm op de onderkant van de LED-module te lijmen voordat dit onderdeel op de print wordt gesoldeerd. De module wordt daardoor het hoogste onderdeel op de print zodat de afstand tussen frontplaat en LED's zo klein mogelijk wordt bij de montage van de print op een grote basisprint of rechtstreeks door middel van vier boutjes op een frontplaat.

Afregelen

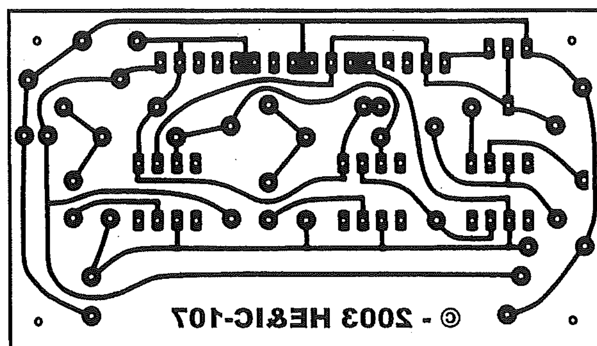
Leg een sinusspanning van 1 kHz aan de ingang aan die exact een effectieve waarde van 0,775 V heeft. Verdraai nu de instelpotentiometer op de print tot de laatste groene LED oplicht. Deze is dan geijkt op 0 dB. Met deze afregeling hebbend de tien LED's automatisch de onderstaande ijkpunten:

- LED 1: -16 dB
- LED 2: -11 dB
- LED 3: -7 dB
- LED 4: -5 dB
- LED 5: -3 dB
- LED 6: -1,5 dB
- LED 7: 0 dB
- LED 8: +1 dB

- LED 9: +2 dB
- LED 10: +3 dB

Uitgezet in een grafiek ontstaat dan de responscurve van figuur 4/2.25-11. Hieruit blijkt dat de VU-meter uitstekend reageert. Voor kleine signalen verloopt de curve vrij plat, voor hoge signalen erg steil. Dat betekent dat de meter erg pittig reageert op kleine signaalwisselingen rond 0 dB, zoals het hoort voor een goede piekmeter.

2.25 Peak VU-meter met LED-module



Figuur 4/2.25-9: De print voor de schakeling.

HOE MAAKT U DEZE PRINT?

OPTIE 1: zelf maken

U scant deze pagina en drukt deze met een inkjet-printer af op A4 formaat op transparante folie. U knipt de print uit en belicht er de fotogevoelige printplaat mee.

OPTIE 2: via Internet

U gaat naar **www.vego.nl/hobby** en selecteert uit het linker menu de optie "Printservice". In het rechter venster selecteert u het hoofdstuknummer. U kunt nu de print als TIF-file downloaden. U opent deze file in een beeldbewerkingsprogramma en drukt deze met de op de Internet-pagina aangegeven afmetingen op transparante folie af. U belicht hiermee de fotogevoelige print.

OPTIE 3: GRATIS bestellen

U stuurt een **ONGEFRANKEERD** briefje naar Vego VOF, Antwoordnummer 30020, 6374 ED Landgraaf, met vermelding van het hoofdstuknummer. U krijgt per kerende post het printontwerpje op transparante folie **GRATIS** toegestuurd. U belicht hiermee de fotogevoelige print.

2.25 Peak VU-meter met LED-module

4/2.26

Universele voorversterker met lage ruis

Inleiding

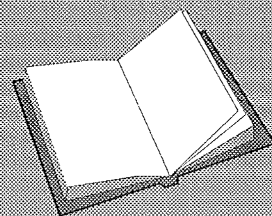
Versterken van LF-signalen
Er zijn verschillende toepassingen van versterkers op te sommen die allemaal hun specifieke eisen stellen aan de te gebruiken versterker. Er zijn echter ook vele gevallen waar met één en dezelfde versterker volstaan zou kunnen worden. Dit is bijvoorbeeld het geval bij de versterking van kleine audiosignalen. Daarom volgt in dit hoofdstuk een beschrijving van een universeel versterkertje dat de mogelijkheid heeft tot vele soorten tegenkoppeling, waardoor het geschikt is om alle soorten audiosignalen op een hoger niveau te brengen.

Universele opzet
In de meeste gevallen heeft met bij LF-versterking te maken met:
- versterken van lijnsignalen;
- versterken van microfoonsignalen;
- versterken van RIAA-signalen.

Deze laatste toepassing mag ouderwets lijken, maar er zijn genoeg audiofielen die hun oude LP's koesteren en een voorversterker voor een platendraaier is nog steeds een gewilde schakeling.
Dit ontwerpje kan voor elke toepassing geschikt gemaakt worden door aanpassing van een paar tegenkoppelelementen.

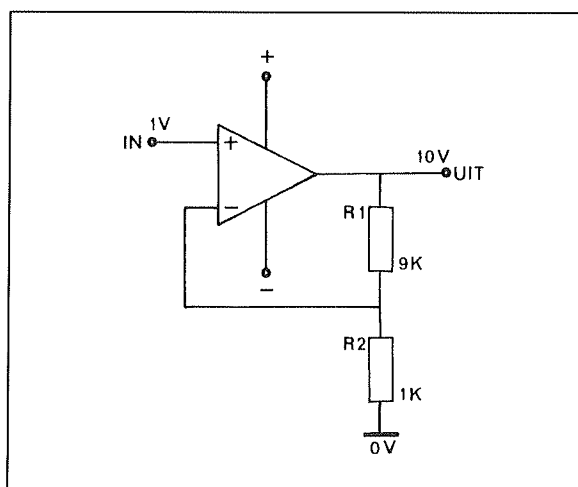
Eisen
Om het versterkertje echt universeel te houden moet men zich eerst afvragen hoe groot de versterking van het ontwerp dient te zijn. Men zou natuurlijk iets in elkaar kunnen knutselen dat een waanzinnig grote versterking heeft, maar voor bijna elke praktische toepassing zou men dan een relatief grote tegenkoppeling moeten gebruiken, hetgeen ongetwijfeld zal leiden tot sterke oscillatieneigingen. Misschien wel aardig voor een orgel, maar minder gewenst bij versterkers. Om het geheel dus in de hand te kunnen houden moet men de versterking niet groter kiezen dan strikt noodzakelijk is om alle praktische toepassingen te kunnen realiseren. Bij RIAA-versterkers leveren de elementen bij de laagste frequenties de laagste signalen. De uitgangsspanning bij de bas-

LEES OOK:
Hoofdstuk 3/11.2
Hoofdstuk 3/11.3
Hoofdstuk 4/2.14
Hoofdstuk 4/2.19
Hoofdstuk 4/2.23



sen bedraagt bij de meeste elementen nog maar zo'n 0,5 mV. Om een eindversterker volledig uit te sturen is meestal 1 V voldoende, zodat de grootste versterking van een pick-up voorversterker 2.000 maal moet bedragen.
Omdat signalen afkomstig van DVD, CD, video of tuner niet groot genoeg zijn om een normale eindversterker uit te sturen, moeten deze ook nog versterkt worden. Een versterking van 10 maal is voor deze toepassingen echter meer dan voldoende.

Tegenkoppeling
Versterkers hebben de gewoonte om naast hetgeen ze moeten doen, uit eigen beweging nog het een en ander er bij te verzinnen. Bekende verschijnselen in dit verband zijn brom en ruis. Maar ook het eigenlijke signaal wordt verrijkt met bulten en platte kantjes. Grappen die aangeduid worden met de bepaald niet vleiende naam "vervorming". Men moet dus een truc bedenken om te bereiken dat de gebruiker bepaalt wat een versterker wel of niet doet, zonder afhankelijk te zijn van de individuele karaktereigenschappen van de gebruikte componenten.
In figuur 4/2.26-1 is zo langzamerhand wel zeer bekende uitbeelding van een versterker in de vorm van een driehoek getekend. Zoals gebruikelijk zullen spanningen op de positieve ingang, de niet inverterende ingang, vele malen groter op de uitgang verschijnen. De spanningen op de negatieve ingang, de inverterende ingang, zullen ook vele malen versterkt, maar dan in omgekeerde polariteit, op de uitgang verschijnen.
Fantaseer even dat de twee weerstanden niet aanwezig zijn. Wanneer men op de beide ingangen hetzelfde signaal zou zetten, zou het resultaat op de uitgang nihil zijn, omdat de spanning op de niet inverterende ingang evenveel versterkt zou worden als de spanning op de inverterende ingang.



Figuur 4/2.26-1: De gebruikelijke manier om een spanning tien maal te versterken.

Alleen zouden ze volledig tegengesteld zijn en elkaar opheffen. In dit voorbeeld is het verschil tussen de ingangen nul. De uitgang zal dan ook nul zijn. Blijkbaar zal deze versterker dus het verschil tussen de ingangen een bepaald aantal malen versterkt op de uitgang geven. Wanneer men een versterking verlangt die vele malen lager is dan de versterking die de driehoek geeft, kan men dit bereiken door de schakeling uit figuur 4/2.26-1 toe te passen. De uitgangsspanning zal door de spanningsdeler die gevormd wordt door R1 en R2, verkleind op de inverterende ingang terecht komen. Wanneer men als voorbeeld neemt dat R1 9.000 Ω is en R2 1.000 Ω, dan zal op de inverterende ingang één tiende deel van de uitgangsspanning terecht komen. De driehoek zal het verschil tussen de ingangen vele malen versterkt op

2.26 Universele voorversterker met lage ruis

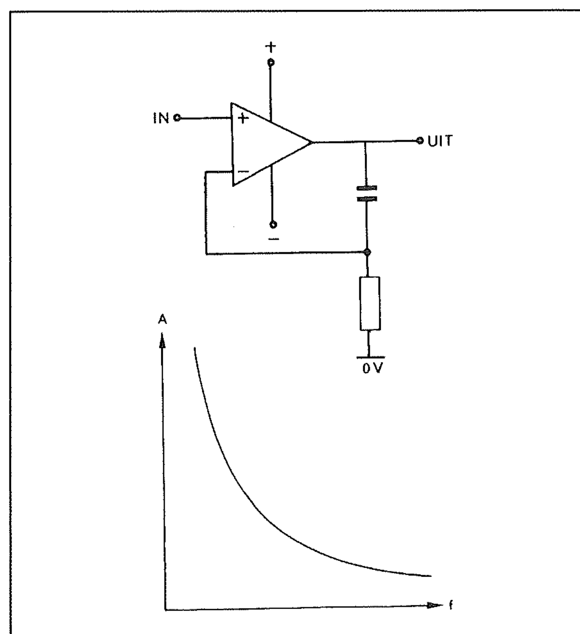
de uitgang willen laten verschijnen. Neem als voorbeeld dat er een spanning op de ingang van de schakeling staat van 1 V. Als de uitgang lager is dan 10 V, zal het gedeelte van de uitgangsspanning dat op de inverterende ingang komt te staan, lager zijn dan 1 V, zodat het verschil versterkt wordt. Het gevolg is dat de uitgang hoger zal worden, net zo lang tot de spanning op de beide ingangen gelijk geworden zal zijn. Pas dan zal de situatie gestabiliseerd zijn. Men ziet dus dat de versterking uitsluitend bepaald wordt door R1 en R2.

Frequentie-afhankelijke tegenkoppeling

In bepaalde gevallen kan het noodzakelijk zijn een frequentie-afhankelijke tegenkoppeling toe te passen, bijvoorbeeld bij een RIAA-correctie. Wanneer men R1 vervangt door een condensator, zoals getekend in figuur 4/2.26-2, zal de tegenkoppelfactor voor verschillende frequenties anders zijn. Zoals bekend neemt de schijnbare weerstand van een condensator af bij stijgende frequentie. In dit voorbeeld zal dat tot gevolg hebben dat bij toenemende frequentie een groter deel van de uitgangsspanning op de inverterende ingang terecht komt, waardoor de versterking voor hoge frequenties af zal nemen.

IC of transistoren?

Hoewel net gesteld is dat de inhoud van de driehoekjes uit de figuren 1 en 2 niet erg interessant is, zolang de versterking maar groot genoeg is, zal men toch iets moeten verzinnen dat aan deze voorwaarde voldoet. Wanneer men aan versterking denk staan twee mogelijkheden open. Men kan als versterker een IC nemen of men kan de versterker met transistoren opbouwen.



Figuur 4/2.26-2: Een condensator in de tegenkoppeling zorgt voor een frequentie-afhankelijke versterking.

Nu wil het geval dat normaal verkrijgbare versterker-IC's een ruis hebben die voor gevoelige signaaltjes toch wel wat aan de hoge kant is. Weliswaar bestaan er IC's die hierop goede uitzonderingen vormen, maar de verkrijgbaarheid daarvan is voor een normaal mens meestal een onoverkomelijk probleem, waarbij nog komt dat de prijs ook niet altijd even prettig overkomt. Blijft dus de mogelijkheid over om zélf een versterker te bouwen met normaal verkrijgbare ruisarme transistoren en dito metaalfilm weerstanden

De versterker

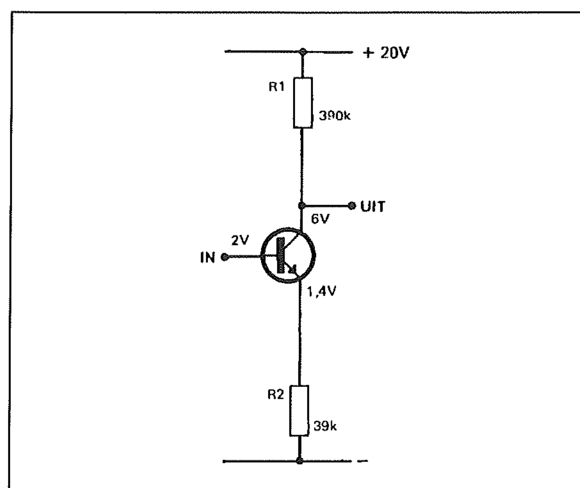
In figuur 4/2.26-3 ontwaart men de gebruikelijke manier om spanningen te versterken met een transistor. Zoals bekend zal de ingangsspanning die op de basis staat tot gevolg hebben dat er op de emitter een spanning komt te staan die

0,6 V lager is. Als er bijvoorbeeld 2 V op de ingang staat, dan zal er dus op de emitter 2 - 0,6 = 1,4 V overblijven. De wet van Ohm leert dat de stroom door R2 derhalve 36 μA zal bedragen. Daar de belangrijkste eigenschap van een transistor bestaat uit het versterken van stromen, zal deze emitterstroom enkele honderden malen groter zijn dan de basisstroom. Dit betekent, aangezien de transistor maar drie pootjes heeft en de stroom toch ergens vandaan moet komen, dat bijna de gehele emitterstroom van de collector komt. Men kan in de praktijk dan ook stellen dat de collector- en de emitterstroom gelijk zijn. Dus zal de spanning over R1 volgens de heer Ohm gelijk zijn aan 14 V. Men ziet dus dat de spanning over de collectorweerstand 10 maal groter is dan die over de emitterweerstand. Deze verhouding wordt, doordat de collector- en de emitterstroom gelijk zijn, bepaald door de verhouding van R1 en R2.

Stel nu dat de basis 0,1 V lager zou worden. De emitter zal dan 0,6 V lager zijn dan de basis, dus de spanning over de emitterweerstand zal ook 0,1 V zakken. Hierdoor zal de emitterstroom afnemen. De collectorstroom zal dan evenveel afnemen, waardoor de spanning over R1 1 V af zal nemen, omdat R1 10 maal zo groot is dan R2. Het hele verhaal kan kort samengevat worden met de constatering dat de versterking van de schakeling 10 maal bedraagt.

Wisselspanningsversterking

Eerder werd gesteld dat er een versterking van 200 maal nodig is. Men kan dit bereiken door middel van tegenkoppeling, dus de versterking van de schakeling zonder tegenkoppeling, de zogenaamde open lus versterking, moet vele malen hoger zijn dan 200 maal. Zo'n 10.000 maal is toch wel nodig om de vervorming klein te houden.



Figuur 4/2.26-3: Versterkertrap met transistor. De versterking wordt bepaald door de verhouding tussen de twee weerstanden.

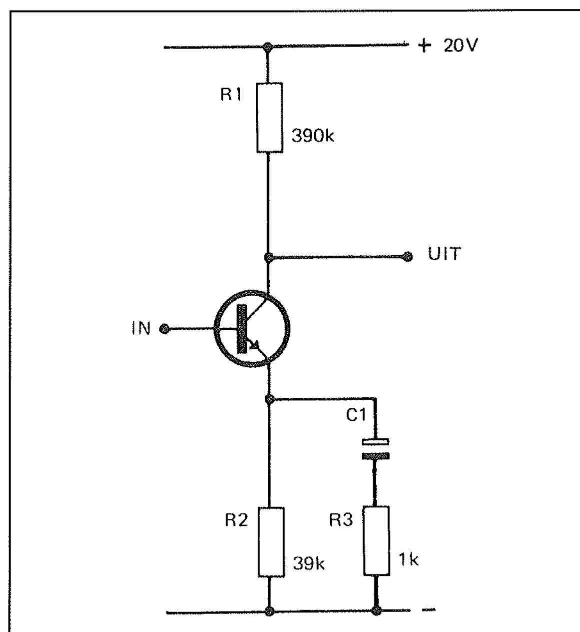
Indien men de schakeling uit figuur 4/2.26-3 zou gebruiken zouden er vier van deze trappen achter elkaar moeten staan. Aangezien het de voorkeur verdient om schakelingen zo eenvoudig mogelijk te houden, is het zinvol eens te zoeken naar methoden om de versterking per trap op te voeren. Men kan dit doen door de verhouding tussen R1 en R2 te veranderen, omdat deze verhouding de versterking bepaalt. Er komt dan echter een probleem om de hoek kijken. Men moet namelijk de spanning op de basis creëren. Hoe men dit ook doen, de grootte van de spanning zal altijd door weerstanden bepaald worden. De weerstanden hebben een tolerantie van 5 %. Voegt men hierbij de wetenschap dat de aangegeven basis/emitter-spanning van 0,6 V in de praktijk best wel eens iets hoger of lager uit kan vallen, dan kan men

2.26 Universele voorversterker met lage ruis

alleen maar concluderen dat bij hele kleine emitterspanningen de zaak erg onbetrouwbaar wordt. Op deze manier is de versterking dus niet op te voeren. Men kan echter de zaak ook op een andere manier benaderen.
R1 moet groter of R2 moet kleiner. Dit hoeft echter alleen maar op te gaan voor de versterking van wisselspanningen.

Een condensator

Het is bekend dat een condensator de eigenschap heeft geen gelijkstroom door te laten. Zou men nu parallel aan R2 een condensator zetten, dan zou voor de gelijkstroominstelling de zaak niet veranderen, terwijl voor wisselspanningen deze condensator een weerstandsverlaging zal betekenen. Hierdoor kan men dus de signaalversterking groot maken. In figuur 4/2.26-4 vindt men dit terug. Wanneer men de waarde van C1 groot genoeg kiest, zal hij in het gehele audiogebied zo'n lage weerstand hebben dat de wisselstroomversterking bepaald wordt door de verhouding van R1 en R3, terwijl de gelijkstroominstelling door R1 en R2 bepaald wordt.
Op het eerste gezicht zou men geneigd zijn om R3 helemaal niet op te nemen, om de versterking zo hoog mogelijk te maken. Zou men dat doen, dan zou niets meer de versterking van de transistor belemmeren, waardoor de transistoreigenschappen geheel de versterkingskarakteristiek van deze trap bepalen.
Omdat er tussen transistoren van hetzelfde type nog al wat verschillen voorkomen, zeker in de versterkingsfactor, zou dit de kans vergroten dat elke versterker die op deze manier wordt gebouwd zich anders zou gaan gedragen. Men kan door tegenkoppeling over het geheel dit natuurlijk wel weer in de hand houden, maar de kans op oscillatieneigingen neemt toe bij grotere open-lus versterking, waardoor dit problemen zou kunnen geven.



Figuur 4/2.26-4: Door het toevoegen van één condensator worden de gelijk- en wisselspanningsversterkingen gescheiden.

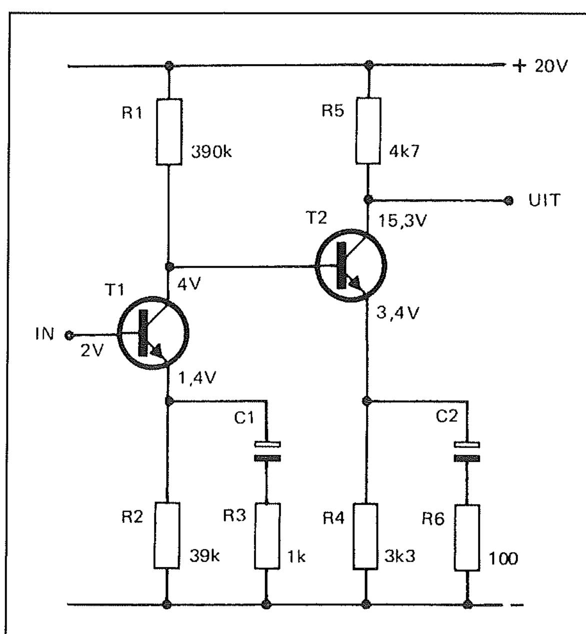
Daarom beperkt men ook voor wisselspanningen de versterking tot een vaste waarde, door R3 toe te voegen. De versterking van deze trap zal dus R1/R3 = 390 bedragen.
Men had vastgesteld dat een totale versterking van ongeveer 10.000 nodig was, dus een tweede trap is onvermijdelijk.

De tweede trap

Wanneer men aan de collector van de transistor de basis van een tweede koppelt, krijgt men de situatie die in figuur 4/2.26-5 getekend is. Doordat de basis van T2 zijn stroom betrekt via R1, zal de collectorspanning van T1, waarvan berekend is dat hij 6 V wordt, iets zakken. In

2.26 Universele voorversterker met lage ruis

de praktijk zal blijken dat deze spanning ongeveer 4 V zal worden. Op de emitter van T2 zal derhalve zo'n 3,4 V staan. De emitterstroom zal dan ongeveer 1 mA zijn. Ook de collectorstroom zal deze waarde hebben, waardoor er over R5 4,7 V zal staan. Hierdoor zal de collectorspanning dus 20 - 4,7 = 15,3 V zijn.

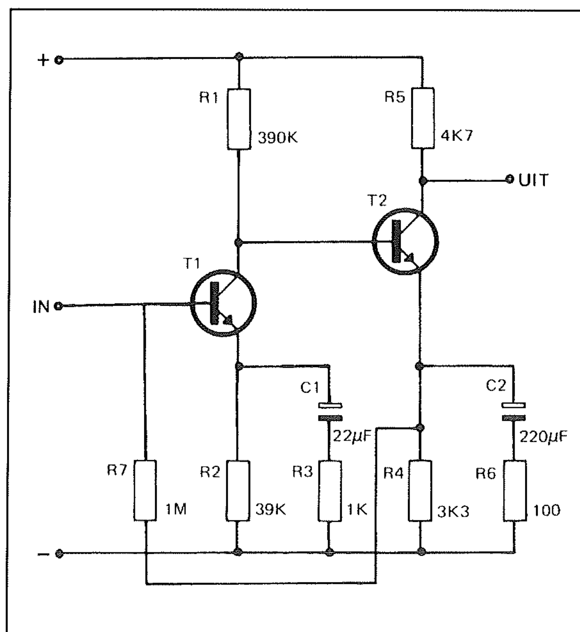


Figuur 4/2.26-5: Met een tweede trap wordt de totale versterking opgevoerd.

Ook hier zal de gelijkstroomversterking weer gelijk zijn aan R5/R4 is gelijk aan 1,4 en de wisselstroomversterking R5/R6 is gelijk aan 47. De totale wisselspanningsversterking van T1 en T2 zal iets lager zijn dan het product van de afzonderlijke versterkingsfactoren van T1 en T2, omdat de basis van T2 een extra belasting vormt die er voor zorgt dat de collectorweerstand van T1 kleiner zal zijn dan de 390 kΩ van R1. De totale versterking zal dus geen 390 x 47 = 18.330 bedragen, maar iets minder. In elk geval meer dan de 10.000 die nodig is.

Gelijkspanningstegenkoppeling

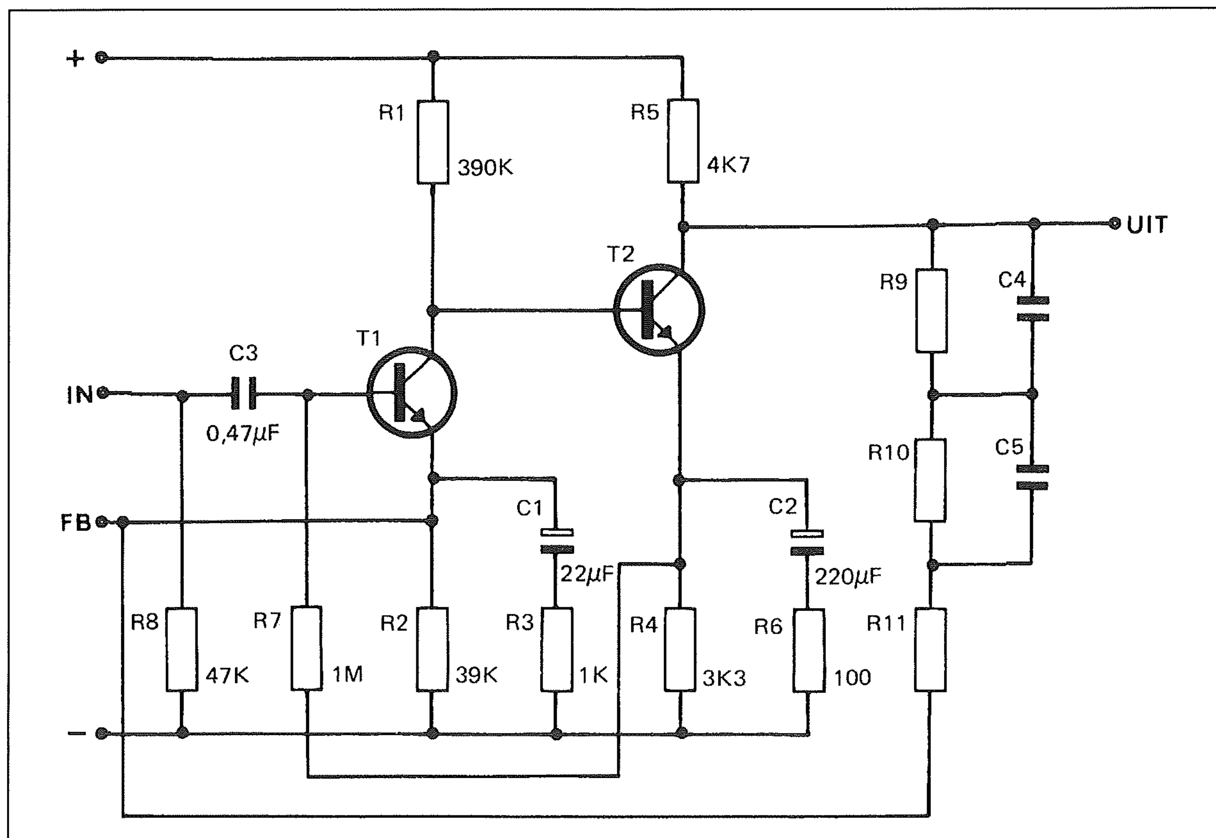
Waarom het nodig was alle gelijkspanningen te berekenen, zal duidelijk worden wanneer men zich realiseert wat er fout zou kunnen gaan wanneer men deze schakeling zonder meer zouden gebruiken. Wanneer men de spanningen op T1 bekijkt, ziet men dat er tussen collector en emitter 4 - 1,4 = 2,6 V staat. Uit het voorgaande betoog valt af te leiden dat, indien de basisspanning iets stijgt, de collector/emitter-spanning tien maal zo veel kleiner zal worden. Om een transistor goed te laten werken moet er toch zeker altijd wel een spanning van 1 V tussen collector en emitter overblijven.



Figuur 4/2.26-6: De schakeling van de vorige figuur, aangevuld met een gelijkstroominstelling via R7.

Maar er moet ook nog een signaal worden versterkt dat buiten positieve ook negatieve uitwijkingen kent. Om deze te kunnen verwerken moet de collector/emitter-spanning van T1 altijd een stuk groter blijven dan 1 V.

2.26 Universele voorversterker met lage ruis



Figuur 4/2.26-7: Het praktisch schema van de ruisarme universele voorversterker.

Als de spanning echter veel groter zou worden dan 2,6 V, zouden dezelfde problemen ontstaan met de uitsturing van T2. Het is dus nodig er voor te zorgen dat de basisspanning op T1 op een constante waarde wordt gehouden. Wanneer de basisspanning wordt verzorgd door de emitterspanning van T2, zoals getekend is in figuur 4/2.26-6, is aan deze voorwaarde voldaan.
Stel bijvoorbeeld dat de basis van T1 iets omhoog zou willen gaan. Het gevolg zal dan zijn dat de collectorspanning tien maal zo sterk zal dalen, dus ook de emitterspanning van T2. Via de toegevoegde weerstand zal deze spanningsdaling ook op de basis van T1 terecht komen. Deze daling zal de veronderstelde stijging dus zeer sterk tegen gaan.

De complete praktische schakeling

Het volledig schema

In figuur 4/2.26-7 is de schakeling getekend, verrijkt met een tegenkoppelnetwerk. De waarde van de tegenkoppelcomponenten is naar believen in te vullen voor elke gewenste toepassing. Om het geheel echt universeel te houden is ook een extra aansluiting naar buiten gebracht, waardoor het mogelijk is buiten de print om een tegenkoppeling tot stand te brengen tussen de uitgang en de "FB" (Feed Back) aansluiting. Dit kan nuttig zijn wanneer er behoefte bestaat aan omschakelbare karakteristieken.

2.26 Universele voorversterker met lage ruis

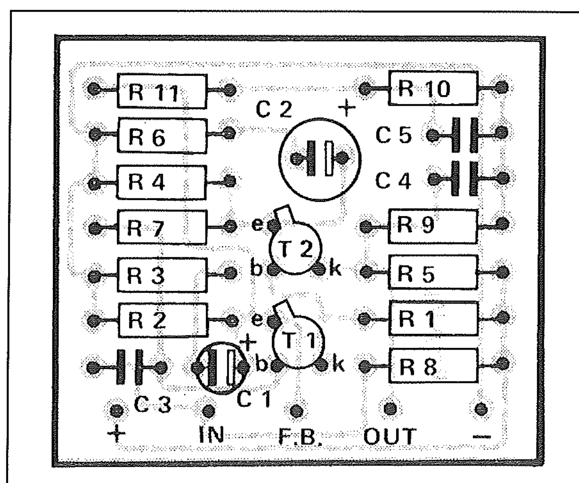
ONDERDELENLIJST ALGEMEEN

WEERSTANDEN, METAALFILM, 1/4 W, 5 %		
R1	390 kΩ	
R2	39 kΩ	
R3	1 kΩ	
R4	3,3 kΩ	
R5	4,7 kΩ	
R6	100 Ω	
R7	1 MΩ	
R8,R9,R10,R11	afhankelijk van toepassing	
CONDENSATOREN		
C1	22 µF	16 V printelco
C2	220 µF	16 V printelco
C3	470 nF	MKH
C4,C5	afhankelijk van toepassing	
HALFGELEIDERS		
T1	BC109	
T2	BC107	

Aan de ingang ziet men nog twee componenten welke nog niet behandeld zijn, namelijk R7 en C3. Deze dienen er voor om op de ingang geen gelijkspanning te krijgen, hetgeen niet altijd gewaardeerd zou worden door de signaalbron.
Tot slot over de werking van het geheel nog een opmerking. Bij het gebruik dient er rekening mee te worden gehouden dat op de uitgang een gelijkspanning staat. Het is dus altijd nodig om een scheidingscondensator te gebruiken tussen deze versterker en de volgende trap. Omdat bijna elke versterker een scheidingscondensator in de ingang heeft, is deze niet in de uitgang gezet, omdat de laagweergave zou kunnen verminderen, omdat er dan twee condensatoren in serie zouden staan, zodat de vervangingscapaciteit te klein zou worden.

De bouw van de versterker

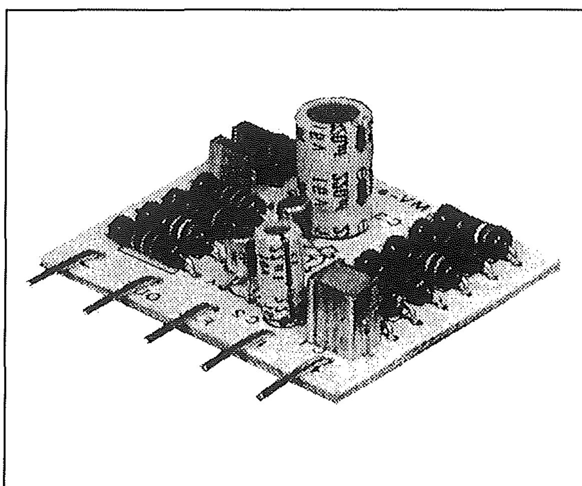
In figuur 4/2.26-8, op de laatste pagina van dit hoofdstuk, staat de print-layout, waarop alle componenten uit de onderdelenlijst kunnen worden ondergebracht. Ook kunnen de onderdelen die gebruikt worden in de tegenkoppelnetwerken in de andere toepassingen, die elders in dit hoofdstuk worden beschreven, op de print aangebracht worden, zoals blijkt uit de componentenopstelling van figuur 4/2.26-9.



Figuur 4/2.26-9: De componentenopstelling van de print.

2.26 Universele voorversterker met lage ruis

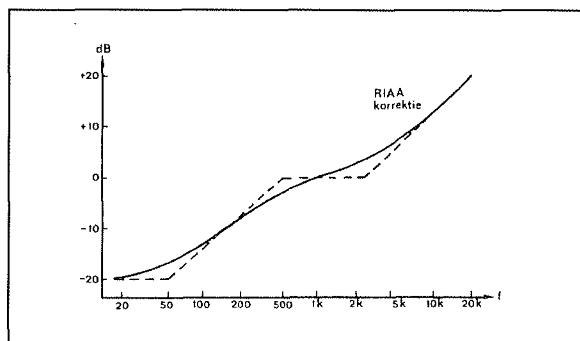
In de hier beschreven uitvoering is geen tegenkoppeling aangebracht. Deze kan via de aansluiting FB buiten de print om aangebracht worden. Deze mogelijkheid zal erg nuttig blijken te zijn in gevallen waar de tegenkoppeling omschakelbaar moet zijn. In deze uitvoering blijven de plaatsen van R8 tot en met R11 en C4 en C5 dus onbezet. De uitvoering van het printje is zo gekozen dat het haaks op een andere print gemonteerd kan worden door middel van de aansluitingen. Deze worden gevormd door vijf stukjes blank montagedraad die in de daarvoor bestemde gaten vastgesoldeerd worden en daarna haaks tegen de print gebogen. Wanneer de tegenkoppeling zich op de print zelf bevindt, kan de FB-aansluiting vervallen.
In figuur 4/2.26-10 is de compleet gemonteerde print voorgesteld.



Figuur 4/2.26-10: De compleet gemonteerde print.

RIAA-voorversterker

Inleiding
Omdat bij het snijden van LP-platen een bepaalde frequentiecompensatie wordt gebruikt om hinderlijke storingen te verminderen, moet deze opzettelijke fout, zie figuur 4/2.26-11, weer teniet worden gedaan bij de weergave. De versterker moet een karakteristiek hebben die de weergave weer "recht trekt". Zoals men kan zien, heeft men te maken met drie kantelpunten, dus plaatsen waar de frequentiekarakteristiek een knik vertoont.



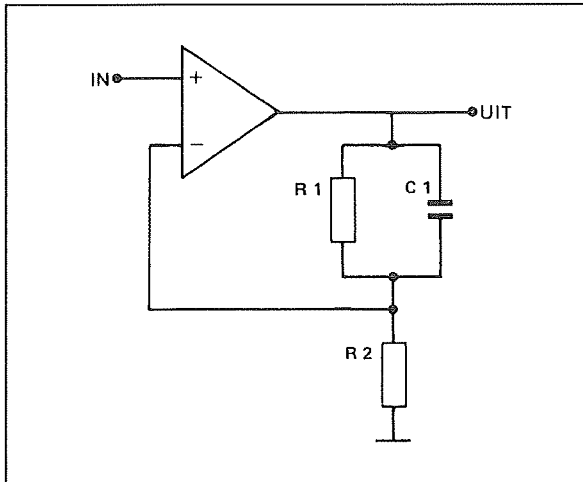
Figuur 4/2.26-11: De karakteristiek van de RIAA-correctie.

Boven 2,120 Hz moeten de geluiden verzwakt worden. Onder 500 Hz moet de zaak opgehaald worden, echter niet meer onder 50 Hz.

De hoge tonen compensatie
Men gaat uit van de versterking die nodig is bij 1.000 Hz. Deze wordt in figuur 4/2.26-12 bepaald door R1 en R2. Wanneer men nu over R1 een condensator plaatst zal bij frequenties die hoog genoeg zijn om een redelijke wisselstroom door de condensator te laten lopen, R1 als het ware kortgesloten worden. Hierdoor zal in dat geval de uitgangsspanning gelijk worden aan de ingangsspanning. De versterking is dan dus afgenomen tot één maal. Bij lagere frequenties zal de invloed van de condensator niet merkbaar zijn. De versterking zal dan weer uitsluitend door R1 en R2 bepaald worden. Door de juiste keuze van de waarden van R1 en C1 kan men bereiken

2.26 Universele voorversterker met lage ruis

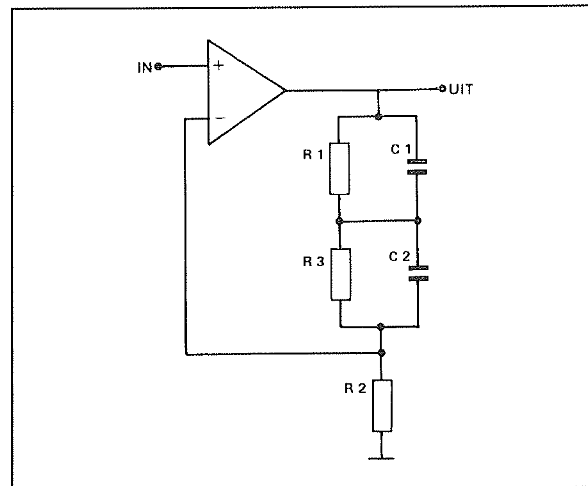
dat het kantelpunt op 2.120 Hz komt te liggen. Hiermee is de hoog-af correctie een feit.



Figuur 4/2.26-12: Het compenseren van de hoge tonen.

De lage tonen compensatie

Het volgende probleem is het ophalen van de lage tonen. Men moet de versterking voor het laag dus gaan opvoeren. Om dit te bereiken zou men R1 moeten vergroten. Dit is natuurlijk nooit mogelijk door er een condensator aan parallel te schakelen. Wanneer men, zoals te zien is in figuur 4/2.26-13, in serie met R1 een condensator C2 opneemt, die groot genoeg is om bij 1.000 Hz als kortsluiting te kunnen worden opgevat, zal er bij deze frequentie niets veranderen ten opzichte van het voorgaande verhaal. Wordt de frequentie echter lager, dan gaat de invloed van de condensator echter wel een rol spelen. De totale weerstand van R1 en C2 zal dan groter worden naarmate de frequenties lager worden. Hierdoor zal dus de tegenkoppeling afnemen en daardoor de versterking van de schakeling toenemen. Bij juiste dimensionering van C2 en R1 is er dan voor te zorgen dat dit effect zich voor gaat doen bij frequenties onder 500 Hz. Waarmee dan ook aan de tweede voorwaarde is voldaan.

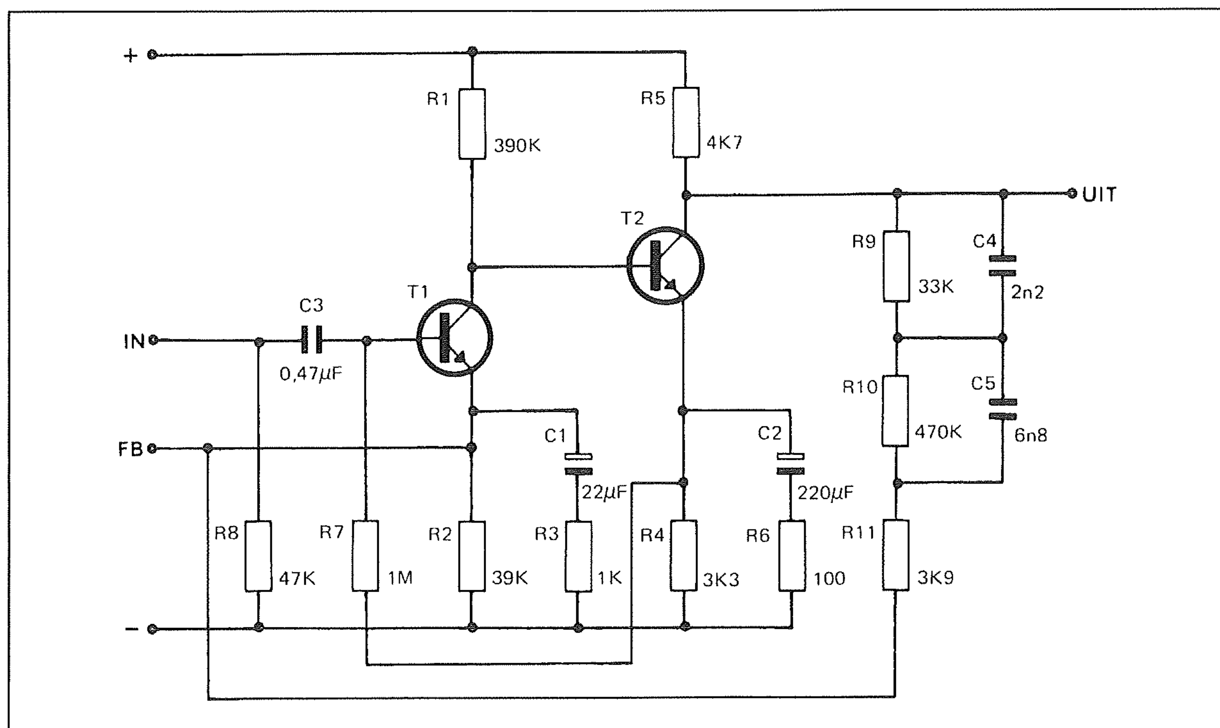


Figuur 4/2.26-13: Het ophalen van de lage tonen.

Het laatste kantelpunt

Rest nog één correctie toe te voegen. Zou men de zaak zo laten als hij nu is, dan zouden de allerlaagste frequenties wel zeer veel versterkt worden. Een heel klein beetje rumble, wat zelfs de beste draaitafel geeft, zou dan resulteren in een oorverdovend lawaai dat het luistergenot geheel teniet zou doen. Daarom moet men het ophalen van de lage tonen beperken bij 50 Hz. Wanneer men nog eens kijkt naar figuur 4/2.26-13 dan ziet men daar parallel aan C2 nog een extra weerstand R3. Deze zorgt ervoor dat de versterking van de schakeling niet ongelimiteerd kan oplopen. Wanneer de schijnbare weerstand van C2 groter wordt dan de weerstand van R3, zal de versterking niet verder toenemen omdat de invloed van R3 dan een grotere rol gaat spelen dan deze van C2. De grootte van R3 moet dus zo gekozen worden dat hij dezelfde waarde heeft als de schijnbare weerstand van C2 bij 50 Hz.

2.26 Universele voorversterker met lage ruis



Figuur 4/2.26-14: Het volledig schema van de RIAA-voorversterker.

ONDERDELENLIJST RIAA-VERSTERKER

WEERSTANDEN, METAALFILM, 1/4 W, 5 %

R1	390 kΩ
R2	39 kΩ
R3	1 kΩ
R4	3,3 kΩ
R5	4,7 kΩ
R6	100 Ω
R7	1 MΩ
R8	47 kΩ
R9	33 kΩ
R10	470 kΩ
R11	3,9 kΩ

CONDENSATOREN

C1	22 µF	16 V printelco
C2	220 µF	16 V printelco
C3	470 nF	MKH
C4	2,2 nF	MKH
C5	6,8 nF	MKH

HALFGELEIDERS

T1	BC109
T2	BC107

Nu is aan alle voorwaarden van de RIAA-correctie voldaan. Hoe het een en ander gerealiseerd wordt in de schakeling van de universele voorversterker volgt uit figuur 4/2.26-14 waar het complete schema staat van de RIAA-versterker.

Microfoonversterker

Inleiding
Een van de meest voorkomende toepassingen van een voorversterker is een microfoonversterker. De hier gepresenteerde schakeling is overal toe te passen waar microfoonsignalen versterkt dienen te worden. Er bestaan verschillende types microfoons, die allen een verschillende spanning afgeven. Zo geeft de kristalmicrofoon een veel hogere spanning af dan een dynamisch type. Omdat de erbarmelijke kwaliteit van de kristalmicrofoon deze ongeschikt maakt voor de tegenwoordige eisen, wordt deze praktisch niet meer gebruikt. Daarom is voor de gevoeligheid van deze versterker uitgegaan van de dynamische microfoon, die een veel grotere versterking nodig heeft.

Versterkingsfactor
Het enige dat moet gebeuren om de print te kunnen gebruiken als microfoonversterker, is het toevoegen van een weerstand om de tegenkoppeling in te stellen. Om te weten hoe deze tegenkoppeling wordt dimensioneerd, moet men zich verdiepen in de vraag hoe groot de versterking zal moeten worden. Van het uitgangssignaal verwacht men dat het groot genoeg zal zijn om de mengtrap van een versterker uit te sturen. De hiervoor benodigde spanning is over het algemeen ongeveer 77,5 mV om aan de uitgang van het mengpaneel een spanning te krijgen die genormaliseerd is voor de uitsturing van eindversterkers. De spanning die een dynamische microfoon afgeeft is verschillend voor verschillende types. Wanneer men echter rekening houdt met een spanningsafgifte van 1,5 mV, zit men voor de gebruikelijke types altijd goed. Alleen enkele zeer speciale meetmicrofoons in de prijsklasse die geschreven wordt met vier cijfers, (voor de komma, exclusief BTW) geven spanningen af die veel lager zijn, maar het is onwaarschijnlijk dat dergelijke exemplaren ooit in de gelegenheid gesteld worden om spanning aan de ingang van een mengpaneel aan te bieden. Kortom: 1,5 mV moet dus 77,5 mV worden. De versterking dient dus 77,5 : 1,5 = 52 maal te zijn.

Tegenkoppeling
In figuur 4/2.26-1 vindt men de weergave van het principe van de tegenkoppeling. De versterking wordt zoals altijd weer bepaald door de formule:
A = (R1 +R2)/R2
Deze formule moet dus als uitkomst 52 krijgen. R2 is een vast gegeven, omdat deze bepaald wordt door de impedantie van de tegenkoppelingang van de versterker. Deze waarde bedraagt 1000 Ω. Men kan dus R1 uitrekenen door de bekende waarden in deze formule in te vullen:
52 = (R1 + 1.000)/1.000
Na omwerking:
R1 = (52 * 1.000) - 1.000 = 51 kW
Daar dit geen standaardwaarde uit de gebruikelijke E12 reeks is, kiest men hiervoor 56 kΩ.

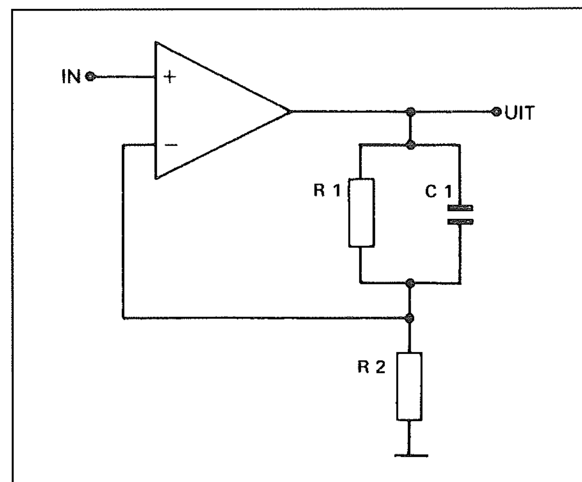
Tegengaan van oscillaties
Een normaal mens zou nu denken dat hiermee de schakeling compleet is. Een

2.26 Universele voorversterker met lage ruis

elektronicus wordt echter door de ervaring met de meest verschrikkelijke en onvoorspelbare gedragingen van sommige schakelingen zeer achterdochtig. Zo is het bij grote versterkingen zeer gebruikelijk dat de schakeling los op tafel prima werkt, maar eenmaal netjes in een kast gebouwd zich gaat gedragen als zender. De oorzaak van dit verschijnsel moet men zoeken in terugkoppeling van de uitgang naar de ingang. Tussen de draden of printsporen die hieraan vastzitten bestaat altijd een bepaalde, zij het zeer geringe capaciteit. Men kan dus stellen dat zich een condensator bevindt tussen de uitgang en de ingang. Omdat een condensator meer signaal doorlaat naarmate de frequentie hoger is, zullen zeer hoge frequenties van de uitgang naar de ingang terug gaan. Wanneer de ingang en de uitgang in tegenfase zijn, dus wanneer de signalen aan de uitgang "op zijn kop staan" ten opzichte van die op de ingang, zal er niets aan de hand zijn. Dit verschijnsel zal dan tegenkoppeling tot gevolg hebben.

Wanneer de signalen echter in fase zijn en de versterking van de schakeling maar groot genoeg is, zal dit ingangssignaal voldoende versterkt worden om groot genoeg op de uitgang te verschijnen om deze situatie in stand te houden. De zo gevreesde oscillatie is dan een feit. Omdat de kans op oscillaties toeneemt bij hogere frequenties, kan men dit verschijnsel teniet doen door er voor te zorgen dat de versterking bij hogere frequenties afneemt.

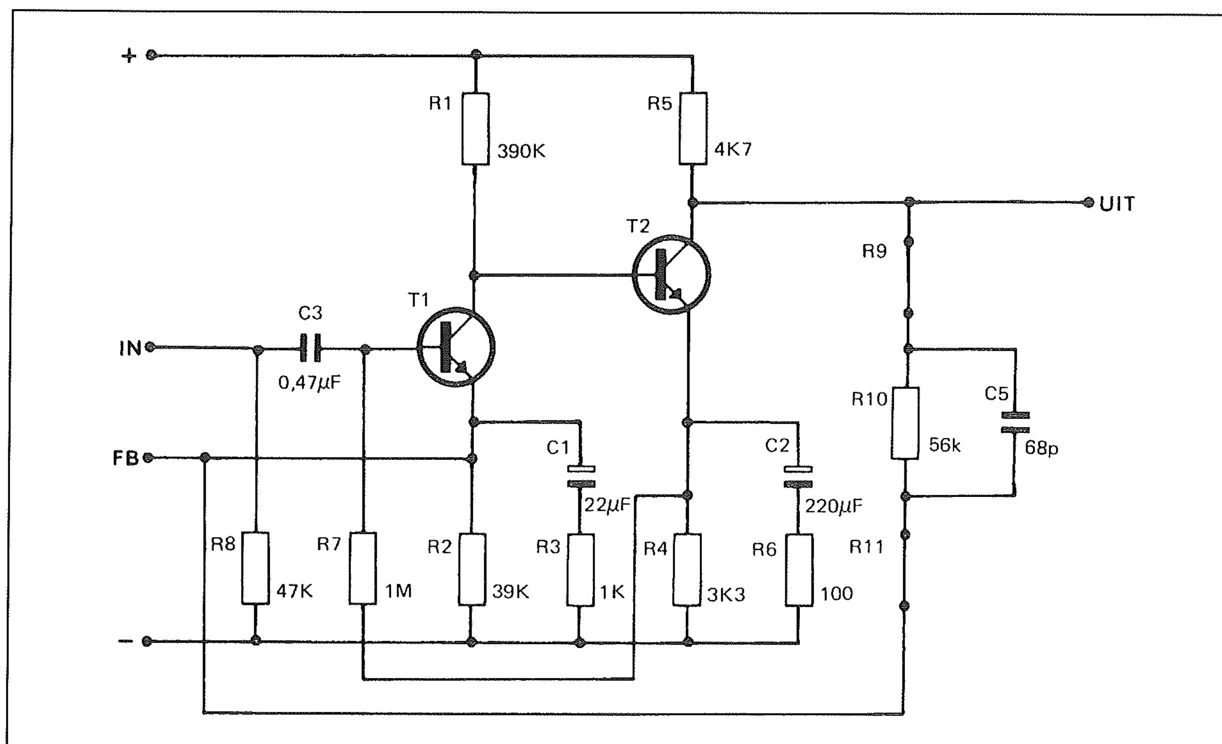
Men kan dit eenvoudig realiseren door een condensator in de tegenkoppeling op te nemen. Wanneer deze condensator zo gekozen wordt dat het hoorbare gebied er niet door aangetast wordt, zijn hier verder geen nadelen aan verbonden. Zodoende ontstaat dus de situatie zoals in figuur 4/2.26-15 getekend is.



Figuur 4/2.26-15: De hoge tonen die buiten het gehoorgebied liggen worden verzwakt door een tegenkoppeling.

Wanneer men deze tegenkoppeling toepast in de universele voorversterker ontstaat het totaalschema van figuur 4/2.26-16.

2.26 Universele voorversterker met lage ruis



Figuur 4/2.26-16: Het volledig schema van de microfoonversterker.

ONDERDELENLIJST MICROFOONVERSTERKER

WEERSTANDEN, METAALFILM, 1/4 W, 5 %

R1	390 kΩ
R2	39 kΩ
R3	1 kΩ
R4	3,3 kΩ
R5	4,7 kΩ
R6	100 Ω
R7	1 MΩ
R8	22 kΩ
R9	draadbrug
R10	56 kΩ
R11	draadbrug

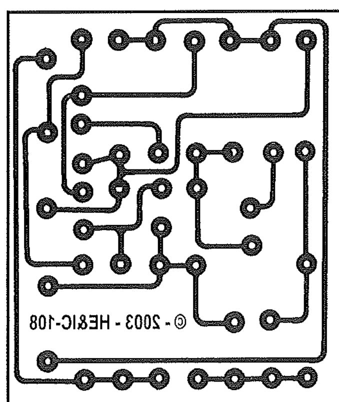
CONDENSATOREN

C1	22 μF	16 V printelco
C2	220 μF	16 V printelco
C3	470 nF	MKH
C4		leeg
C5	68 pF	ceramisch

HALFGELEIDERS

T1	BC109
T2	BC107

2.26 Universele voorversterker met lage ruis



Figuur 4/2.26-8: De print van de schakeling.

HOE MAAKT U DEZE PRINT?

OPTIE 1: zelf maken

U scant deze pagina en drukt deze met een inkjet-printer af op A4 formaat op transparante folie. U knipt de print uit en belicht er de fotogevoelige printplaat mee.

OPTIE 2: via Internet

Op **www.hobbyelektronica.nu** selecteert u uit het linker menu de optie "Printservice". In het rechter venster selecteert u het hoofdstuknummer. U kunt nu de print als TIF-file downloaden. U opent deze file in een beeldbewerkingsprogramma en drukt deze met de op de Internet-pagina aangegeven afmetingen op transparante folie af. U belicht hiermee de fotogevoelige print.

OPTIE 3: bestellen

U stuurt een **ONGEFRANKEERD** briefje naar Vego VOF, Antwoordnummer 30020, 6374 ED Landgraaf, met vermelding van het hoofdstuknummer. U krijgt per kerende post het printontwerpje op transparante folie **GRATIS** toegestuurd. U belicht hiermee de fotogevoelige print.

2.26 Universele voorversterker met lage ruis

4/2.27

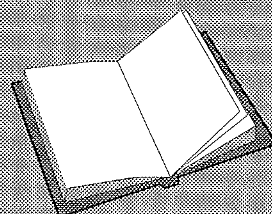
Universele uitbreidbare mengmodule

Inleiding
De schakeling die in dit hoofdstuk wordt beschreven vormt de basis van een "kijk zelf maar hoe groot het wordt" mengpaneel. Voor ieder ingangssignaal wordt dezelfde print gebruikt, een universele module die op diverse manieren gebruikt kan worden. Voor tuners, cassettedeck's, CD-spelers, MP3-spelers en DVD-spelers is de versterking van de schakeling voldoende. Wanneer behoefte bestaat aan meer versterking, zoals het geval is bij pick-up's en microfoons, kunnen naar behoefte op deze print een of twee printen van de schakeling in hoofdstuk 4/2.26 geplaatst worden, waardoor er voldoende combinatiemogelijkheden ontstaan om elke mogelijke praktische toepassing te kunnen realiseren.

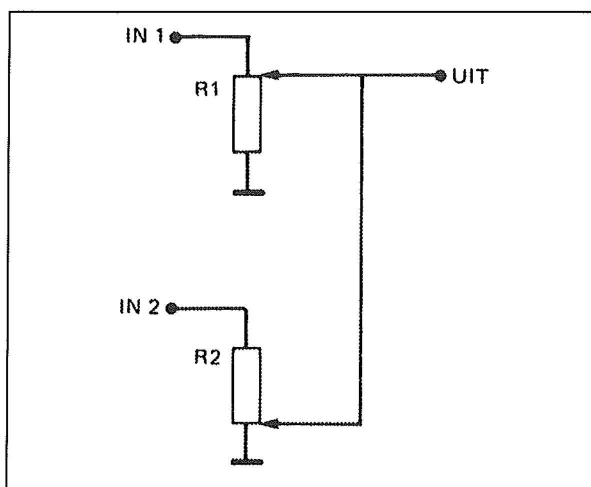
Even grote signalen
Het spreekt voor zich dat alle signalen even groot moeten worden om redelijk gemengd te kunnen worden. Daarom zal op de print een voorziening aangebracht moeten worden waardoor de versterking van elke ingang verschillend gemaakt kan worden, zodat elk ingangssignaal even groot op de uitgang terecht komt. Bij het ontwerp van de universele voorversterker uit hoofdstuk 4/2.26 hebben we ervoor gezorgd dat de uitgangsspanning 77,5 mV bedroeg. Voor eindversterkers is doorgaans een spanning nodig van 775 mV, zodat signalen uit de voorversterker nog tien maal versterkt moeten worden. Signalen afkomstig van tuner of CD-speler (in allerlei variaties) moeten ook nog iets versterkt worden. De hiervoor vereiste versterking is voor verschillende fabrikanten anders, maar meer dan tien maal is nooit nodig. We kunnen bij deze schakeling dus volstaan met een tien maal versterker, die dan door middel van weerstanden op een lagere versterkingsfactor ingesteld kan worden.

Beïnvloeding van de kanalen
Wanneer we, zoals getekend in figuur 4/2.27-1, de signalen nadat deze versterkt zijn, aan de schuifpotentiometers zouden toevoeren en deze zonder meer aan elkaar zouden knopen, krijgen we

LEES OOK:
Hoofdstuk 3/11.3
Hoofdstuk 4/2.6
Hoofdstuk 4/2.14
Hoofdstuk 4/2.26

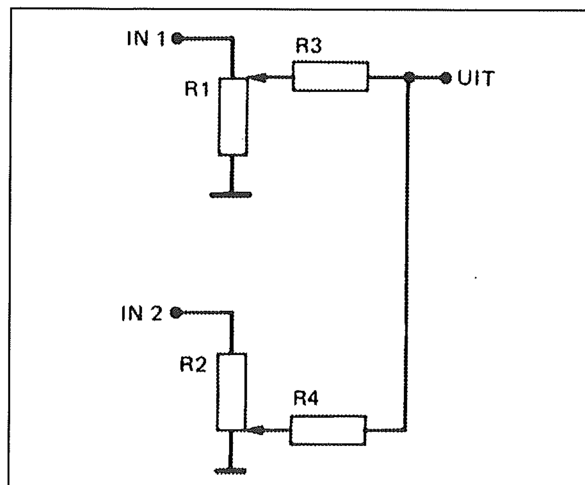


de meest ongewenste effecten. Wanneer we bijvoorbeeld de situatie nemen dat R1 in de hoogste stand staat en R2 in de laagste, zouden we als resultaat willen zien dat het signaal op ingang 1 op volle sterkte op de uitgang verschijnt, terwijl het signaal van ingang 2 niet doorgelaten wordt.



Figuur 4/2.27-1: Het basisprobleem bij het mengen van twee audiosignalen.

Er gebeurt echter iets anders, want als R2 in de laagste stand staat, zal de weerstand tussen de loper en de massa nul Ω zijn. De uitgang wordt dan volledig kortgesloten. Het signaal van ingang 1 dat we wel op de uitgang willen hebben zal dan ook kortgesloten worden. We zullen er dus voor moeten zorgen dat de ene potentiometer de andere niet kort kan sluiten.
Dit kunnen we bereiken door in serie met elke uitgang een weerstand op te nemen. Wanneer we bijvoorbeeld voor deze weerstanden 10 kΩ kiezen en er van uit gaan dat de potentiometers voldoende laagohmig zijn om de weerstand als nul Ω te kunnen beschouwen, krijgen we de situatie zoals in figuur 4/2.27-2 getekend is.



Figuur 4/2.27-2: Door het opnemen van serieweerstanden achter de lopers van de schuifpotentiometers wordt het beschreven probleem opgelost.

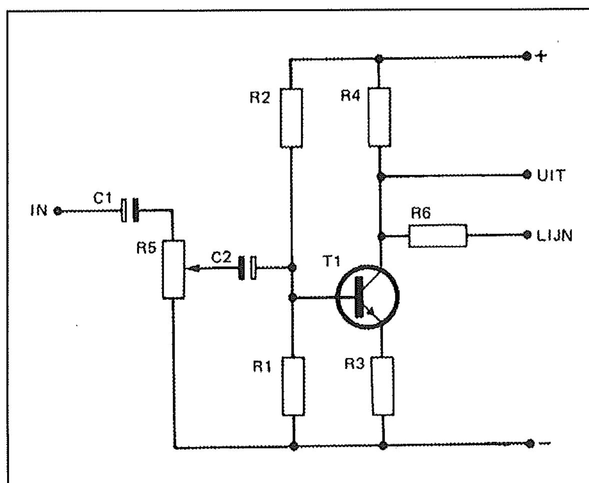
Laten we voor een rekenvoorbeeld er eens van uit gaan dat er een gelijkspanning van 3 V op ingang 1 staat en een spanning van 2 V op ingang 2. Wanneer R2 dan helemaal naar beneden geschoven staat en R1 helemaal naar boven, zal de loper van R2 aan de massa liggen. Hierdoor staan R3 en R4 in serie. De spanning van 3 V zal dus door R3 en R4 gehalveerd worden. Er zal dus 1,5 V op de uitgang verschijnen. Wanneer de potentiometers net andersom staan, dus R1 dicht en R2 open, dan zal volgens dezelfde redenering ingangsspanning 2 gehalveerd op de uitgang verschijnen. De uitgang zal dan dus 1 V bedragen. Wanneer beide potentiometers open staan, zal door de aanwezigheid van R3 en R4 de uitgang een spanning aannemen die precies tussen de twee ingangsspanningen in ligt. Deze spanning zal dus 2,5 V bedragen. Dit is evenveel als de afzonderlijke gehalveerde spanningen tezamen. We kunnen dus stellen dat de uitgangsspanning gelijk is aan de som van

2.27 Universele uitbreidbare mengmodule

de helft van de spanningen die op de lopers van de potentiometers staan. We hebben nu een situatie bereikt waarin de ene potentiometer de andere niet kan kortsluiten.

Tussenschakelen van een versterkertrap

We zijn er van uitgegaan dat de potentiometers een zo lage waarde hebben, dat hun weerstand op nul Ω te stellen is. In werkelijkheid is dit niet zo, omdat we dan zulke lage waarden zouden moeten toepassen, dat de voorgaande versterkertrap veel te zwaar belast zou worden. De uitgangsimpedantie van onze tien maal versterker kunnen we echter wel zeer laag kiezen. Wanneer we de zaak zo schakelen dat de situatie uit figuur 4/2.27-3 ontstaat, hebben we een schakeling waarbij de voorgaande redenering volledig op gaat.



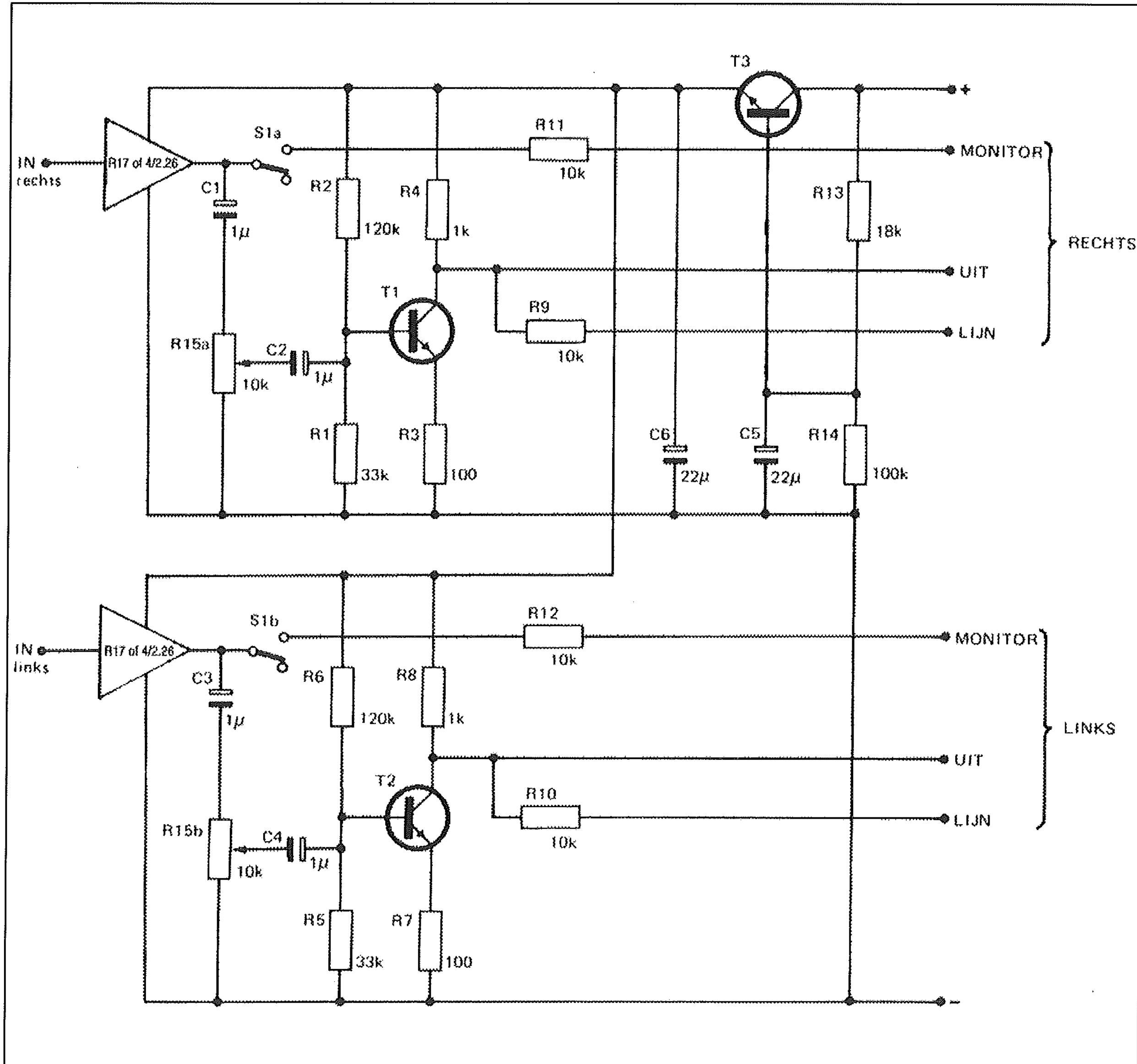
Figuur 4/2.27-3: Door het tussenschakelen van een eenvoudige versterker tussen de schuifpotentiometers en de menglijn worden alle problemen opgelost.

Wanneer we meerdere ingangen gebruiken gaat de redenering ook op, met dit verschil dat bij bijvoorbeeld vier ingangen elk signaal door vier gedeeld op de uitgang verschijnt. De versterking van de schakeling neemt dus af als er meerdere ingangen worden ingeschakeld.

Praktische schakeling van de versterker

In figuur 4/2.27-3 is de opzet van de versterker weergegeven. De transistor is geschakeld als een versterker met een versterking van tien maal. In overeenstemming met het voorgaande verhaal is de schuifpotentiometer vóór de versterker geschakeld. Omdat op de uitgang van de voorversterker uit hoofdstuk 4/2.26, die eventueel voor deze schakeling gebruikt kan worden, een gelijkspanning staat, is er een condensator in serie met de ingang opgenomen. Alleen de wisselspanningen komen dan op de schuifpotentiometer terecht, zodat deze niet buiten het signaal ook nog eens een gelijkspanning regelt. Om niet de gelijkstroominstelling van de transistortrap in de war te sturen door de stand van de potentiometer is een tweede scheidingscondensator opgenomen tussen de schuifpotentiometer en de ingang van de versterker.
De uitgang van de versterker is direct naar buiten gevoerd op aansluiting “UIT”. Deze aansluiting kan gebruikt worden indien het signaal van de betreffende ingang nog een extra bewerking moet ondergaan alvorens het met de andere signaalbronnen gemengd wordt. Voor het mengen van de diverse uitgangen moeten we, zoals eerder uiteengezet, een serieweerstand in elke uitgang opnemen. Hiervoor dient R6. Wanneer we de schakeling op deze manier uitvoeren, is voldaan aan de voorwaarde dat de stand van R5 geen invloed uitoefent op de uitgangsimpedantie.

2.27 Universele uitbreidbare mengmodule



Figuur 4/2.27-4: Het volledig schema van de mengmodule.

Het volledig schema van de mengmodule

In figuur 4/2.27-4 vinden we het schema van de complete uitvoering van de mengversterkermodule. We zien hier de versterker dubbel uitgevoerd, zoals gewoonlijk bij stereo-toepassingen. Bij mono-gebruik, zoals bij een microfoonmodule, wordt één van de twee versterkers weggelaten.

Omdat we voor elke toepassing een andere versterking nodig hebben, is aan de ingang voorzien in een mogelijkheid om ingangssignalen naar behoefte te versterken of te verzwakken. In het geval dat een voorversterker gewenst is, dus bij microfoons en draaitafels, gebruiken we hiervoor een exemplaar van hoofdstuk 4/2.26. Wanneer de tien maal versterker net iets te veel van het goede is, zoals bij

2.27 Universele uitbreidbare mengmodule

ONDERDELENLIJST

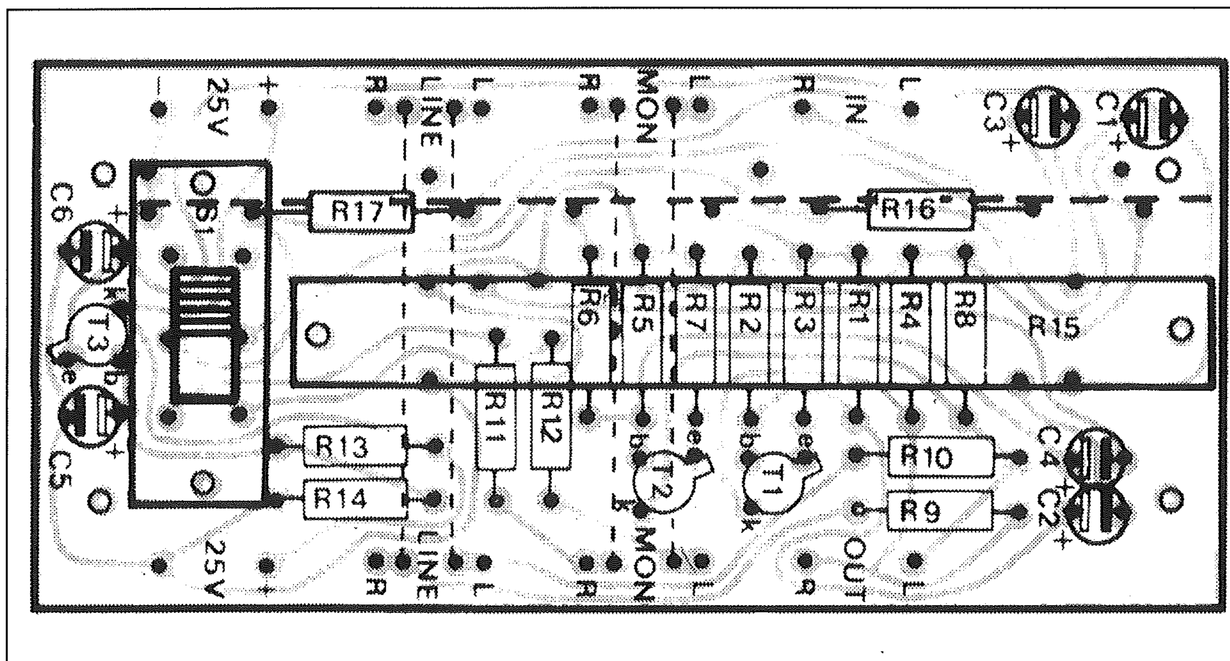
WEERSTANDEN, 1/4 W, 5 %			
R1,R5			33 kΩ
R2,R6			120 kΩ
R3,R7,R14			100 Ω
R4,R8			1 kΩ
R9,R10,R11,R12			10 kΩ
R13			18 kΩ
R16,R17			zie tekst
SCHUIFPOTENTIOMETER, STEREO, LOG			
R15			10 kΩ
CONDENSATOREN			
C1,C2,C3,C4	1	µF	25 V printelco
C5,C6	22	µF	25 V printelco
HALFGELEIDERS			
T1,T2,T3			BC107
DIVERSEN			
16			printsoldeerlipje
1			schakelaar, 2xOM, schuifmodel
2			afstandsbusje, 5 mm
6			afstandsbusje, 20 mm
2			M3x10 boutje
2			M3x25 boutje
4			M3x30 boutje
10			M3 moertje
8			isolatiering, 3 mm
1			knop voor schuifpotentiometer

tuners en CD-spelers meestal het geval is, kunnen we een weerstand in serie opnemen (R16 en R17), die dan samen met de ingangsimpedantie van de versterker een spanningsdeler vormt die het signaal tot de vereiste waarde terug brengt.

Afluisteren

Het moet bij een mengpaneel mogelijk zijn om het signaal af te luisteren terwijl dit signaal niet op de uitgang mag verschijnen. Dit is bijvoorbeeld het geval bij het gebruik van twee draaitafels waarvan de ene de muziek op dat moment verzorgt, terwijl op een andere draaitafel een plaat draait waarop al vast een nummer opgezocht wordt. Het moet dan dus mogelijk zijn om het signaal af te luisteren via een hoofdtelefoon, terwijl de schuifpotentiometer helemaal dicht staat. Voor deze mogelijkheid is voorzien in een aparte verzamellijn, de monitorlijn. Het signaal van elke ingang kan hierop terecht komen via een schakelaar S1, zonder dat de stand van de regelschuif hierop van invloed is. Door deze voorziening is het mogelijk om de schakelaar van de af te luisteren ingang in te schakelen, zodat alleen dat signaal op de monitorlijn terecht komt.

2.27 Universele uitbreidbare mengmodule



Figuur 4/2.27-6: De componentenopstelling van de print.

Ook hier moet weer een weerstand in serie met de uitgang geschakeld worden. Deze keer om te voorkomen dat twee uitgangen via de monitorlijn met elkaar verbonden zouden kunnen worden.

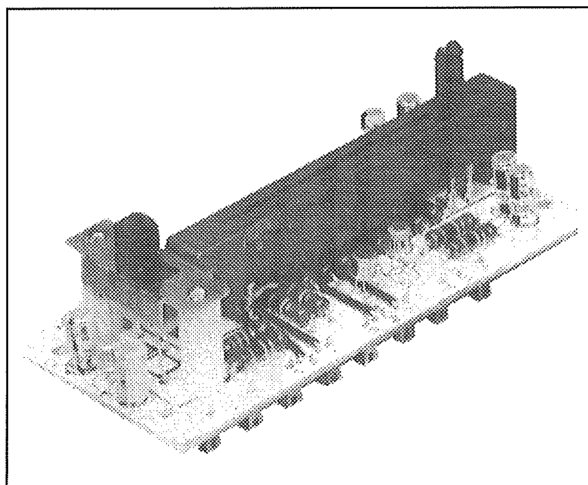
Ontkoppelde voeding

Om brom afkomstig uit de voeding niet op de uitgang terecht te laten komen en om er voor te zorgen dat de verschillende ingangen elkaar niet beïnvloeden (waardoor de kans op oscillaties sterk toe zou nemen), is het wenselijk om de voeding wat extra aandacht te geven. Om alle problemen bij voorbaat uit te sluiten kunnen we het best de binnenkomende voedingsspanning nog eens extra afvlakken. We doen dit door middel van de schakeling rond T3. De "vuile" spanning van 25 V wordt door R13 en R14 gedeeld. Over R14 komt dan ongeveer 20 V te staan. C5 zorgt er voor dat elk restje brom of andere ongerechtigheid voldoende afgevlakt wordt. Deze "schone" spanning komt dan op de basis van T3 terecht. Omdat de basis/emitter-spanning praktisch niet verandert, zal op de emitter van deze transistor een keurig afgevlakte spanning beschikbaar zijn. Met deze spanning wordt de module gevoed. Ieder module zorgt dus voor zijn eigen afgevlakte spanning, waardoor onderlinge beïnvloeding via de voeding absoluut uitgesloten is.

De bouw van de module

Alle onderdelen, inclusief de schuifschakelaar S1, passen op de print die is voorgesteld in figuur 4/2.27-5 op de laatste pagina van dit hoofdstuk. De componentenopstelling volgt uit figuur 4/2.27-6. Nadat de printpennen op de print geplaatst zijn, worden de draadbruggen aangebracht. Hierna komen de weerstanden, transistoren en elco's aan de beurt. Omdat de schuifpotentiometer over een aantal weerstanden geplaatst is, kan deze nu pas op twee afstandsbusjes

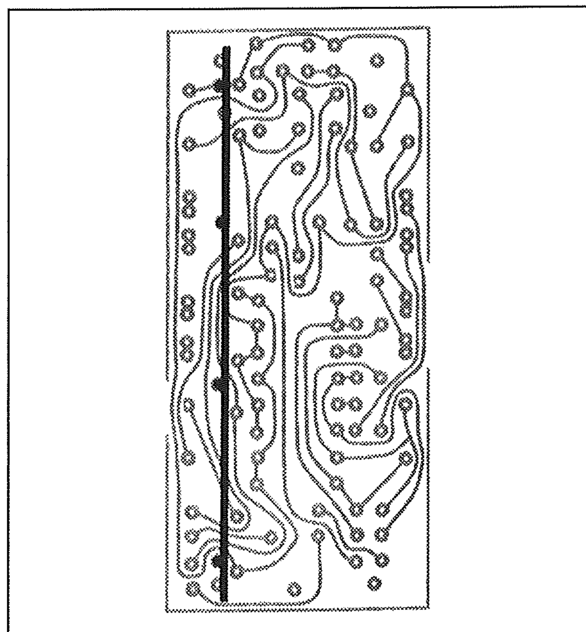
van 5 mm gemonteerd worden. De schuifschakelaar wordt, voorzien van een paar stukjes montagedraad, op twee afstandsbusjes van 20 mm gemonteerd. Vervolgens worden in de vier gaten op de hoeken van het frontplaatje vier schroeven van 30 mm lengte gestoken, die aan de achterzijde voorzien worden van afstandsbusjes van 20 mm en een moer om het geheel bij elkaar te houden. Het overblijvende deel van het schroefdraad van elke schroef wordt in de overeenkomstige gaten van de print gestoken en vast gezet met een moer die, om sluiting te voorkomen, voorzien wordt van een isolatiering.
De foto van figuur 4/2.27-7 geeft een idee van de compleet gemonteerde print.



Figuur 4/2.27-7: De compleet gemonteerde print.

Monteren van de voorversterkers

Wanneer een voorversterker van hoofdstuk 4/2.26 nodig is, kan deze het best pas nu gemonteerd worden. Dit om beschadigingen van de aansluitpunten op de print door stoten en dergelijke te voorkomen. De voorversterkerprint wordt voorzien van stevige aansluitdraadjes en loodrecht op de print van de module gemonteerd.
Wanneer de module in een onafgeschermde kast gebruikt wordt kan het bij modulen met een grote versterking, zoals de microfoonmodule, voorkomen dat de printsporen brom opvangen. In dat geval kan een ongeëtste printplaat ter grootte van de gebruikte voorversterkerprintjes met de isolerende zijde tegen de soldeerzijde van de printen geplaatst worden. Door aan de zijkant van het kopervlak enkele stukjes montagedraad te solderen kan deze afscherming dan vastgezet worden in de gaten die aangegeven zijn in figuur 4/2.27-8.



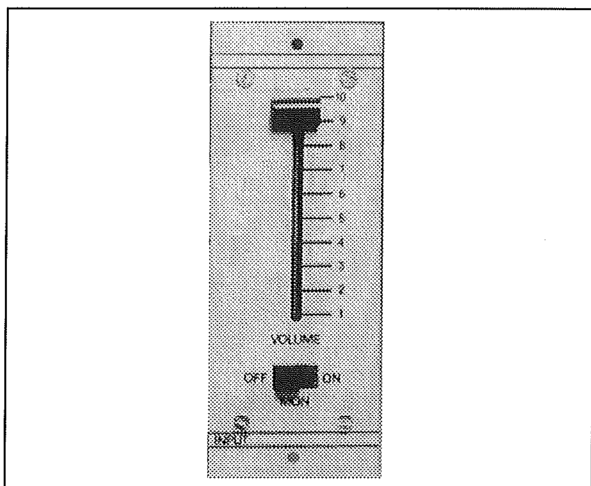
Figuur 4/2.27-8: Het monteren van een koperen afscherming op de koperzijde van de module-print.

De eindmontage

Uiteraard moet een mengmodule worden voorzien van een fraai frontplaatje. De foto van figuur 4/2.27-9 geeft een idee hoe zo'n frontplaatje er kan uitzien. De tekst is met de PC gemaakt in Corel

2.27 Universele uitbreidbare mengmodule

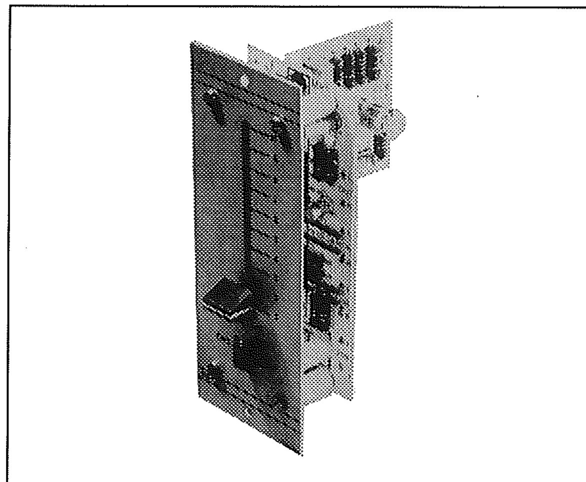
Draw, afgedrukt op zelfklevend papier en op een stuk printplaat geplakt. Nadien werden de zes gaatjes met een scherp sneldraaiend printboortje geboord. Dat "scherp" en "sneldraaiend" zijn absolute voorwaarden voor een mooi eindresultaat. Is de boor bot en de snelheid te laag, dan gaat het papier scheuren rond het boorgat.



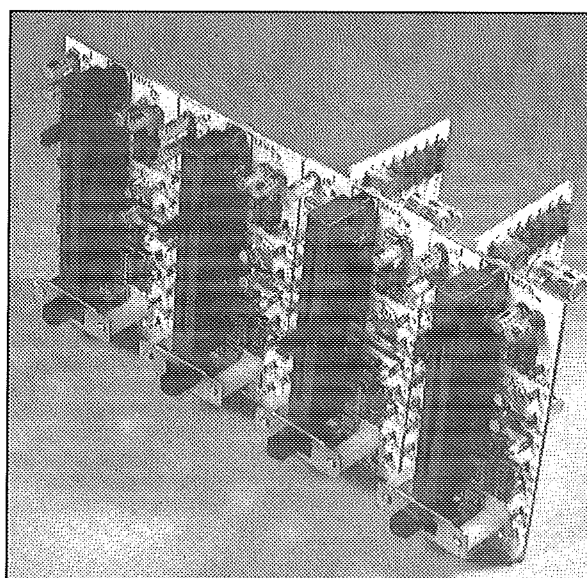
Figuur 4/2.27-9: Ieder module wordt voorzien van een fraai frontplaatje.

De gleuf voor de schuifpotentiometer wordt eerst grofweg uitgezaagd met de decoupeerzaag en nadien met een schuurpapiertje, op een stukje printplaat geplakt, netjes afgewerkt. Toegegeven, veel werk, maar het eindresultaat mag er dan ook zijn!
De foto van figuur 4/2.27-10 geeft het eindresultaat van ons werk. In dit geval gaat het over een module voor een microfoon. Vandaar dat er maar één voorversterker aanwezig is.

Doorverbinden van de modulen
Als alle modulen klaar zijn kunnen zij in een 19 inch rack worden gemonteerd. Nadien moeten de voedingspennen, de massapennen, de pennen voor "Line" en deze voor "Monitor" worden doorverbonden. In figuur 4/2.27-11 is een compleet mengpaneel voorgesteld, samengesteld uit vier modulen.



Figuur 4/2.27-10: Een compleet gemonteerd module voor een microfoon.



Figuur 4/2.27-11: Een mengpaneel, samengesteld uit vier van de beschreven modulen.

Laatste opmerkingen
Wanneer twee printen uit hoofdstuk 4/2.26, die als RIAA-voorversterker zijn

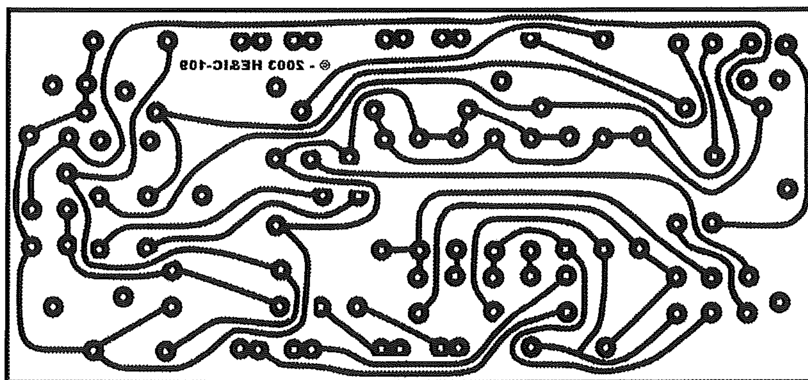
2.27 Universele uitbreidbare mengmodule

opgebouwd, op de daarvoor bestemde plaatsen op de print geplaatst worden, dan ontstaat een versterkermodule voor MD-elementen.
De print is in stereo uitgevoerd, hetgeen natuurlijk voor een microfoonversterker onnodig is. We kunnen dus een deel van de componenten weglaten. Wanneer we echter zonder meer één kanaal zouden gebruiken, zou ook op de uitgang maar op één kanaal signaal komen. Meestal zal het voldoende zijn als een microfoonsignaal gelijk over de beide kanalen verdeeld wordt. Wanneer de beide "UIT"-aansluitingen doorverbonden worden, worden de mengweerstanden R9 en R10 van beide kanalen op dezelfde versterker aangesloten, waardoor op beide kanalen hetzelfde signaal terecht komt.

Omdat de uitgangsspanning van een cassetterecorder of CD-speler hoger is dan de vereiste ingangsspanning, moet deze iets verzwakt worden. Hetzelfde geldt overigens voor een tunersignaal. Nu is het zo dat er geen echte normalisatie bestaat met betrekking tot deze signaalniveaus, maar over het algemeen geven dergelijke apparaten ongeveer 250 mV signaal af. In dat geval moet men de extra twee weerstanden R16 en R17 in de print solderen. Deze hebben een waarde tussen 4,7 kΩ en 22 kΩ, afhankelijk van de grootte van de uitgangsspanningen van de op de module aangesloten bron.

2.27 Universele uitbreidbare mengmodule

2.27 Universele uitbreidbare mengmodule



Figuur 4/2.27-5: De print voor de schakeling.

HOE MAAKT U DEZE PRINT?

OPTIE 1: zelf maken

U scant deze pagina en drukt deze met een inkjet-printer af op A4 formaat op transparante folie. U knipt de print uit en belicht er de fotogevoelige printplaat mee.

OPTIE 2: via Internet

Op **www.hobbyelektronica.nu** selecteert u uit het linker menu de optie "Printservice". In het rechter venster selecteert u het hoofdstuknummer. U kunt nu de print als TIF-file downloaden. U opent deze file in een beeldbewerkingsprogramma en drukt deze met de op de Internet-pagina aangegeven afmetingen op transparante folie af. U belicht hiermee de fotogevoelige print.

OPTIE 3: bestellen

U stuurt een **ONGEFRANKEERD** briefje naar Vego VOF, Antwoordnummer 30020, 6374 ED Landgraaf, met vermelding van het hoofdstuknummer. U krijgt per kerende post het printontwerpje op transparante folie **GRATIS** toegestuurd. U belicht hiermee de fotogevoelige print.

2.27 Universele uitbreidbare mengmodule

4/2.28

Peak Programme Meter (PPM) met LED-meter

Inleiding

De LED-meter van hoofdstuk 4/14.71 leent zich uitstekend voor het opbouwen van een VU-meter. Talrijk zijn de schakelingen, her en der beschreven, waarbij de lichtkolom van de UAA170 wordt aangestuurd door de gelijkgerichte signaalspanning van een laagfrequent versterker. Aan het simpelweg beschrijven van nog eens een VU-meter schakeling rond dit IC is dus weinig eer te halen en bovendien volstrekt overbodig. Anders wordt het, als we even de normale VU-meter schakelingen kritisch gaan bekijken en vaststellen dat deze de unieke eigenschappen van een LED-schaal nauwelijks waard zijn. Een LED-schaal reageert traagheidsloos op de variaties in de aangeboden spanning. Zo'n meetsysteem is bijgevolg ideaal voor het opbouwen van een echte piekmeter, een apparaat waar iedere oversturing van geluidskaart of eindversterker, al duurt die oversturing nog zo kort, onmeedogenloos mee geregistreerd kan worden.

Dat het opbouwen van een piekmeter wel wat anders is dan de constructie van een simpel VU-metertje, zal uit de loop van dit verhaal duidelijk worden.

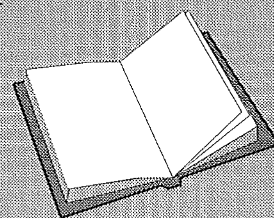
PPM, Peak Programme Meter

De PPM in de titel staat voor Peak Programme Meter, een meter waarmee de signaalpieken in een geluidssignaal opgespoord en aangeduid kunnen worden. Want, zoals figuur 4/2.28-1 duidelijk maakt, geluidssignalen zien er heel anders uit dan de gebruikelijke sinusspanningen, waarmee geluidsschakelingen in het lab op de proef gesteld worden. Geluidssignalen zijn dan in wezen wel opgebouwd uit sinusvormige componenten, de som van die harmonischen ziet er alles behalve sinusoidaal uit!

Bovendien is een geluidssignaal asymmetrisch. Pieken hoeven niet per definitie zowel gedurende de positieve als de negatieve signaalhelft voor te komen. In figuur 4/2.28-1 is er bijvoorbeeld op tijdstip t1 een duidelijke positieve piek, die zich niet herhaalt na de nuldoorgang van het signaal. Op moment t4 doet een gelijksoortig situatie zich gedurende de negatieve signaalhelft voor. Een schake-

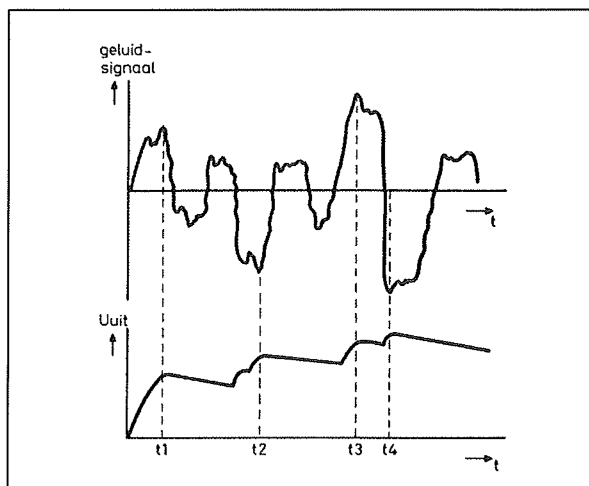
LEES OOK:

Hoofdstuk 3/12.5
Hoofdstuk 4/2.25
Hoofdstuk 4/14.71
Hoofdstuk 6/6.9



2.28 Peak Programme Meter (PPM) met LED-meter

ling, die ontworpen wordt voor het detecteren van die signaalpieken moet zowel reageren op positieve als op negatieve pieken.



Figuur 4/2.28-1: Een geluidssignaal (boven) en de afgeleide ideale gelijkspanning voor het aansturen van een PPM-meter.

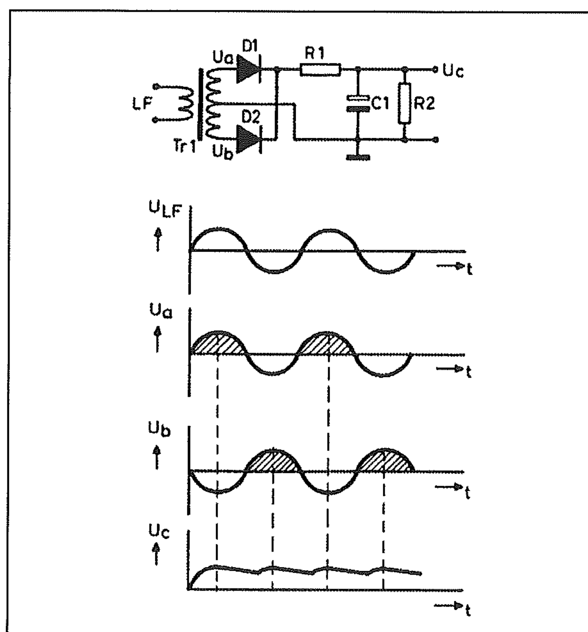
In feite moet het geluidssignaal worden omgezet in een gelijkspanning, die de contouren van het signaal exact volgt. De in figuur 4/2.28-1 getekende uitgangsspanning doet dat niet. Deze spanning volgt wél het verloop van de pieken, zowel positief als negatief, maar zakt tussen de pieken langzaam naar 0 V. Dat heeft te maken met de traagheid van het oog. Als het geluidssignaal een piekje van bijvoorbeeld 10 milliseconde lengte aanbiedt aan de schakeling en aan de LED-kolom van de LED-meter, dan zou u het even oplichten van de LED-kolom niet waarnemen. Door de uitgangsspanning van de PPM-schakeling niet dadelijk terug te laten vallen naar het signaalniveau na de piek, maar langzaam te laten dalen, blijven de LED's enige tijd de piekwaarde aangeven, zodat u deze spanningssprong rustig kunt aflezen.

Samenvatting
Kort samengevat moet een goede PPM-schakeling dus zowel op positieve als op negatieve signaalpieken reageren. De reactie op een piek moet zo snel mogelijk gebeuren (anders is de piek reeds verdwenen vooraleer de uitgangsspanning tot de piekwaarde is kunnen stijgen), terwijl de piekwaarde een bepaalde tijd vastgehouden moet worden.

Het principe van PPM-metingen
Het zal duidelijk zijn dat de simpele VU-meter schakelingen (nu we toch met afkortingen bezig zijn, VU staat voor Volume Unit) bij lange na niet voldoen aan de gestelde eisen. De meeste VU-meters zijn opgebouwd uit een voorversterkertje, een laagimpedante uitgangstrap en een diode/condensator-netwerkje voor de gelijkrichting en signaalopslag.
Het eerste euvel van zo'n schakeling is dat hij ofwel op positieve, ofwel op negatieve pieken reageert, maar niet op beide. Een tweede nadeel is de niet lineariteit van de uitlezing. Si-dioden gaan immers eerst geleiden (en dus gelijkrichten) als het spanningsverschil tussen kathode en anode gelijk is aan ongeveer 0,5 V. Kleinere ingangssignalen worden bijgevolg niet gelijkgericht. Tussen deze waarde en ongeveer 0,8 V is het verband tussen diodespanning en -stroom niet lineair. Hetgeen tot gevolg heeft dat ook het verband tussen signaalspanning en uitlezing niet lineair zal zijn. Het klassieke PPM-circuit, getekend in figuur 4/2.28-2, is dus alles behalve ideaal. Wel reageert deze schakeling op positieve én negatieve pieken.
De ingangstransformator zorgt voor twee ten opzichte van elkaar gespiegelde spanningen. Als de ingangsspanning U_{LF} positief is, dan zal Ua ook positief zijn en

2.28 Peak Programme Meter (PPM) met LED-meter

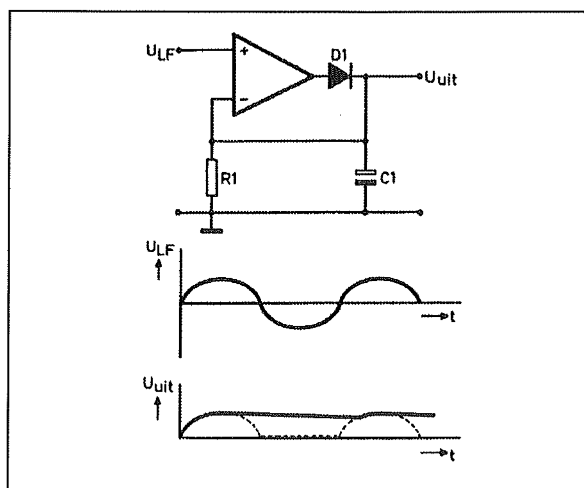
Ub negatief. De diode D1 gaat dan geleiden, zodat de condensator C1 zich via weerstand R1 oplaadt.



Figuur 4/2.28-2: De traditionele schakeling van een PPM-meter.

Bij de negatieve halve sinus van het ingangssignaal is Ua negatief en Ub positief. De diode D1 spert, maar zijn naamgenoot D2 laadt de condensator op tot een spanningswaarde, die enigszins verband houdt met de topwaarde van de negatieve halve sinus.
Met deze schakeling hebben we het probleem van het zowel op positieve als op negatieve pieken reageren opgelost, dank zij het gebruik van een trafo met twee identieke secundaire wikkelingen. Niet opgelost zijn de gevolgen van de diode-eigenschappen. De schakeling reageert niet op kleine spanningen en zal bovendien een niet lineair gebied vertonen. Gelukkig geeft de combinatie van een diode met een op-amp de mogelijkheid een ideale gelijkrichter op te bouwen.

De ideale gelijkrichter
Een op-amp streeft naar een minimaal spanningsverschil tussen positieve en negatieve ingang. Op de juiste manier toegepast biedt deze basiseigenschap van operationele versterkers ons de mogelijkheid een ideale gelijkrichter op te bouwen. Het schema is getekend in figuur 4/2.28-3. Het gelijk te richten signaal penetreert de op-amp via zijn positieve ingang. De uitgang is rechtstreeks teruggekoppeld naar de negatieve ingang, via een diode. De uitgang wordt afgetakt van deze laatstgenoemde ingang.



Figuur 4/2.28-3: Een ideale gelijkrichter is samengesteld uit een op-amp en een gelijkrichtdiode.

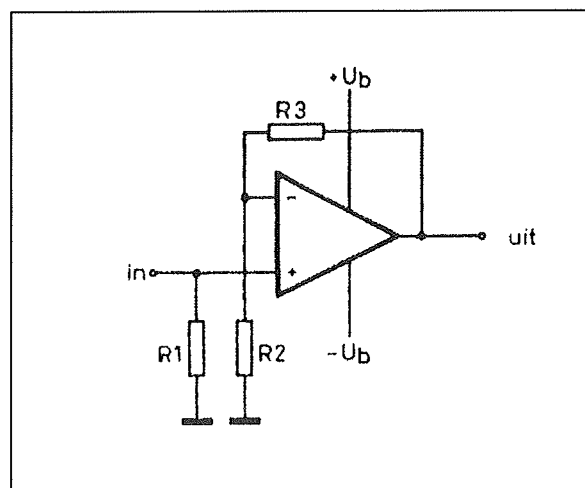
Stel, dat de ingangsspanning 1 mV positief is. Deze spanning vinden we terug op de positieve ingang van de op-amp. De negatieve ingang staat op massapotentiaal. Hij is immers door middel van de weerstand R1 met de massa verbonden. De op-amp zal ernaar streven het spanningsverschil van 1 mV tussen zijn beide ingangen te compenseren. De uitgang zal dus zó positief worden, dat de diode D1 gaat geleiden en een positieve spanning van 1 mV doorkoppelt naar de ne-

2.28 Peak Programme Meter (PPM) met LED-meter

gatieve ingang. De condensator C1 zal zich dan ook tot deze spanning opladen.
Conclusie: de spanning over C1 volgt tot op de millivolt nauwkeurig de spanning op de ingang van de schakeling. De nare eigenschappen van de diode zijn door de op-amp verdoezeld.
Als de ingangsspanning negatief wordt, dan zal de uitgangsspanning gelijk blijven aan nul. De diode spert immers, zodat de negatieve ingang van de op-amp nooit lager kan worden dan het massapotentiaal. De condensator C1 zal er echter zorg voor dragen, dat de spanning op de uitgang van de schakeling niet naar nul gaat, maar ongeveer gelijk blijft aan de topwaarde van de voorafgaande positieve piek. De lading van de condensator kan immers slechts mondjesmaat afvloeien naar massa via de weerstand R1. De waarde van die weerstand bepaalt zodoende de terugloop traagheid van de uitgangsspanning van de detector.

Conclusie
Als we alle informatie, tot nu toe verzameld, combineren kunnen we een aardige indruk krijgen van de voor de opbouw van een goede PPM-schakeling noodzakelijke schakelblokken. In de eerste plaats hebben we een fasedraaier nodig, die het ingangssignaal omkeert. Dan kunnen we met onze gelijkrichters zowel de positieve als de negatieve pieken de baas. Natuurlijk kiezen we niet voor een oud-modische trafo. Met een op-ampje is een veel betere en eenvoudiger fasedraaier te realiseren! Daarnaast zullen er wel twee ideale gelijkrichters volgens figuur 4/2.28-3 noodzakelijk zijn, eentje voor de positieve en eentje voor de fasegedraaide negatieve toppen. Maar alvorens we de verschillende delen van het blokschema gaan bespreken een paragraafje over het voeden van op-amps.

De instelling van operationele versterkers
Met operationele versterkers zijn op een zeer eenvoudige manier diverse schakelingen op te bouwen, als we uitgaan van een symmetrische voeding, bijvoorbeeld plus en minus 12 V. Naast de op-amp hebben we bijvoorbeeld maar drie weerstanden nodig voor het ontwerpen van een goede versterker, zie figuur 4/2.28-4.

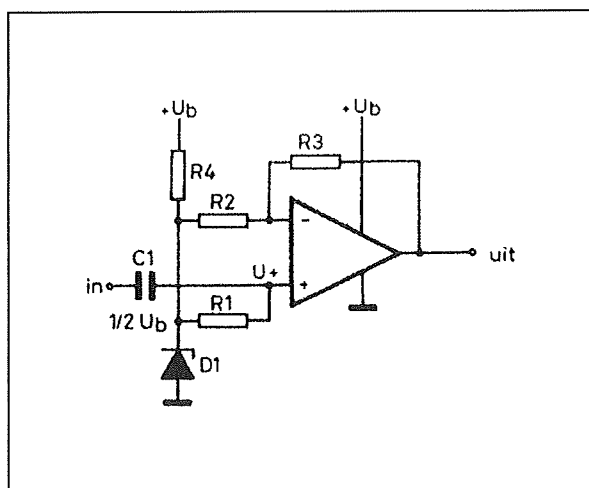


Figuur 4/2.28-4: Eenvoudige versterker met symmetrische voeding.

Het ingangssignaal wordt aangeboden op de positieve ingang. Deze is door middel van de weerstand R1 ingesteld op de helft van de voedingsspanning. Omdat de voeding symmetrisch is, is die helft gelijk aan 0 V, het volstaat dus deze ingang door middel van een weerstand met de massa te verbinden. De versterking van de trap is afhankelijk van een terugkoppeling van de uitgang naar de negatieve ingang. De spanningsdeler R2-R3 koppelt een deel van de uitgangsspanning terug naar de inverterende ingang.

2.28 Peak Programme Meter (PPM) met LED-meter

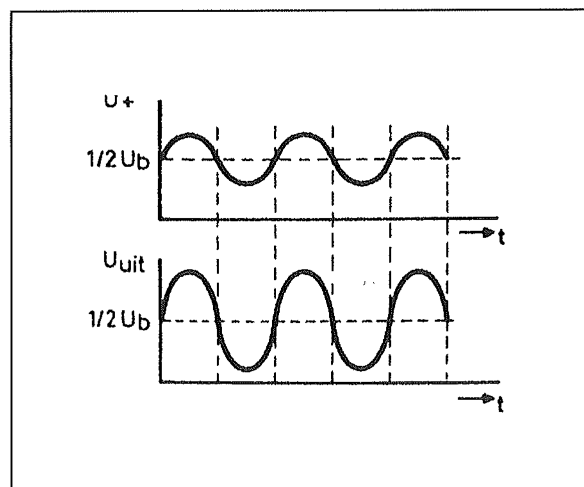
De LED-meter van hoofdstuk 4/14.71 heeft echter slechts één voedingsspanning: 12 V positief. Schakelingen met op-amp's worden dan veel gecompliceerder. Gelukkig kunnen we uit één positieve voedingsspanning toch een soort symmetrische voeding voor onze achtpoten opbouwen. Als we namelijk door middel van een weerstand en een zenerdiode uit de 12 V voeding een spanning afleiden, die precies gelijk is aan de helft van de totale voedingsspanning, dan kunnen we die spanning beschouwen als een kunstmatig nulpunt tussen de massa en +Ub.



Figuur 4/2.28-5: Het werken met een "virtueel nulpunt", waardoor een symmetrische voeding wordt gesimuleerd.

De massa wordt dan een kunstmatige negatieve voedingsspanning voor de op-amp's, het knooppunt van zenerdiode en weerstand wordt de kunstmatige massa en de positieve spanning Ub blijft uiteraard de positieve voedingsspanning voor de schakelingen. Een en ander is toegelicht in het schema van figuur 4/2.28-5. Deze figuur geeft een verstertrap, op deze manier opgebouwd. De positieve ingang van de op-amp is door middel van de weerstand R1 ingesteld op de helft van de voedingsspanning, op het kunstmatige nulpunt, dus. Het signaal wordt door middel van een scheidingscondensator op deze instelling gesuperponeerd. De terugkoppeling van uitgang naar de negatieve ingang is eveneens met dit kunstmatig nulpunt verbonden.

Zonder signaal op de ingang zullen alle aansluitingen van de op-amp op de helft van de voedingsspanning zijn ingesteld. Als er wel signaal wordt aangeboden zal het uitgangssignaal symmetrisch rond het kunstmatig nulpunt gaan variëren, zie figuur 4/2.28-6.



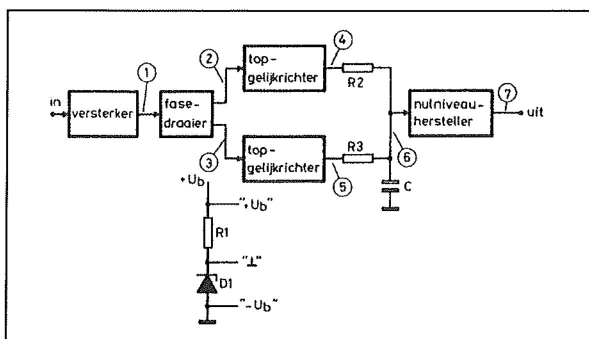
Figuur 4/2.28-6: De in- en uitgangsspanningen van figuur 4/2.28-5 variëren rond de helft van de beschikbare voedingsspanning.

Het blokschema van de schakeling

Figuur 4/2.28-7 geeft het volledige blokschema van de PPM-schakeling. Het ingangssignaal wordt aangeboden aan een voorversterker, waarmee we de gevoeligheid van de schakeling op iedere gewenste waarde vanaf 150 mV volle schaal

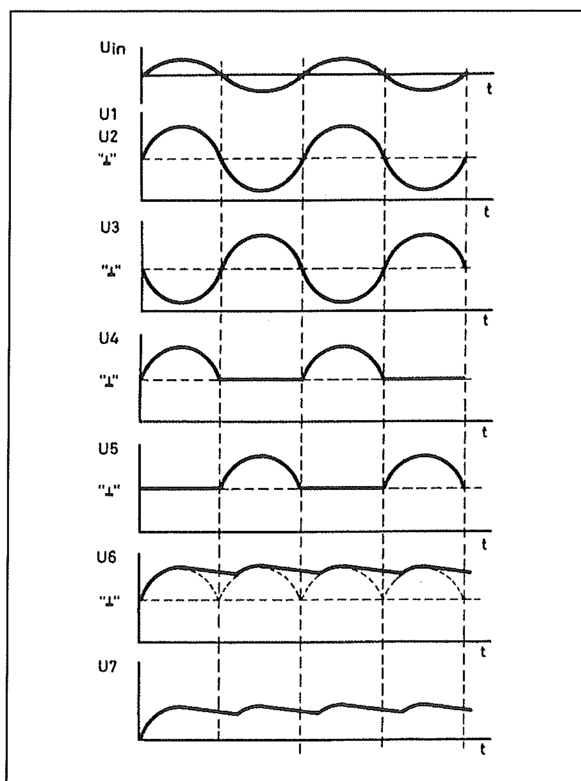
2.28 Peak Programme Meter (PPM) met LED-meter

kunnen instellen. Na de voorversterker volgt de fasedraaier, die het versterkte ingangssignaal omvormt tot twee gespiegelde spanningen. Deze twee signalen worden door twee topgelijkrichters onder handen genomen. De twee gelijkgerichte uitgangsspanningen sturen de laadcondensator C via de weerstanden R2 en R3. Over de condensator ontstaat een positieve gelijkspanning, waarvan de waarde de signaalpieken trouw volgt. De laatste trap van het blokschema, de nulniveau hersteller, eist enige toelichting.



Figuur 4/2.28-7: Het blokschema van de PPM-meter.

De schakeling wordt op de beschreven manier gevoed uit de +12 V voedingsspanning. Dat heeft tot gevolg dat alle spanningen gesuperponeerd zijn op de helft van de voedingsspanning. Kijk maar naar de grafiek van figuur 4/2.28-8! De gelijkgerichte signaalspanning U6 zal bijgevolg ook op de helft van de voedingsspanning zitten. Dat is niet zo leuk, want een en ander heeft tot gevolg dat bij 0 V signaal op de ingang er toch een gelijkspanning van ongeveer +6 V over de condensator C staat. We kunnen deze spanning niet zonder meer aan de ingangsklemmen van de LED-meter aanleggen. De spanning zou de meter "in de hoek sturen": niet de eerste maar de laatste LED zou gaan branden. Kortom: we moeten er voor zorgen dat alleen maar de gelijkgerichte signaalspanning naar de LED-print wordt gestuurd. Vandaar de extra schakeltrap, die nuttige meetspanning en instelspanning van elkaar scheidt. Vergelijking van de grafieken U6 en U7 in figuur 4/2.28-8 maakt een en ander duidelijk.



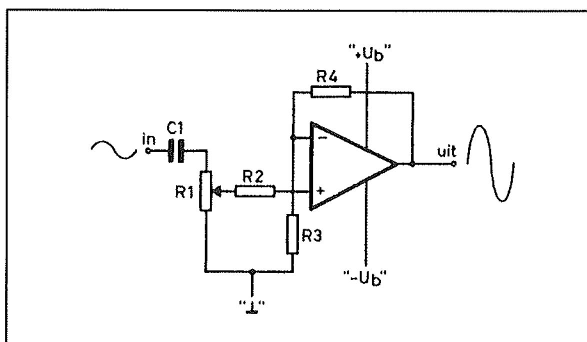
Figuur 4/2.28-8: De spanningsvormen van figuur 4/2.28-7 in beeld gebracht.

De ingangsversterker

Het schema van de praktische ingangsversterker is getekend in figuur 4/2.28-9. Het ingangssignaal wordt via een scheidingscondensator aangeboden aan een instelpotentiometer R1, waarmee de gevoeligheid van de schakeling wordt ingesteld. Deze potentiometer ligt niet aan de echte massa, maar aan het kunstmatig massapunt. Voor het ingangssignaal

2.28 Peak Programme Meter (PPM) met LED-meter

maakt dat niets uit, omdat dit kunstmatige punt via een grote condensator met de echte massa verbonden is en dus voor wisselspanningen goed is ontkoppeld. De weerstanden R3 en R4 stellen de versterking van de op-amp in op een factor elf.

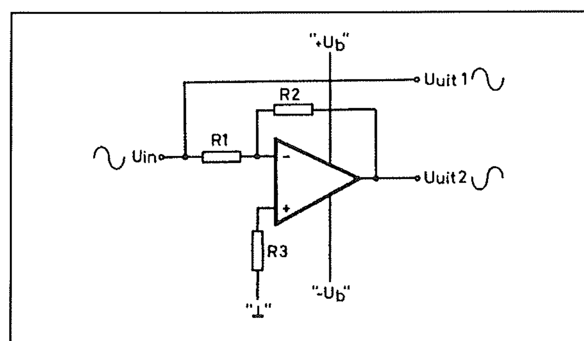


Figuur 4/2.28-9: De praktische schakeling van de ingangsversterker.

De werking is als volgt. Stel dat de positieve ingang van de op-amp op een spanning van +1 V staat. De op-amp stuurt zijn uitgang zo, dat dezelfde spanning terug is te vinden op de negatieve ingang. Daar R4 tien maal groter is dan R3, zal de uitgangsspanning elf maal groter zijn dan de spanning op de positieve ingang. Over R3 valt dan 1 V, over R4 10 V.

De fasedraaier

De fasedraaier, zie figuur 4/2.28-10, is net zo eenvoudig als de voorversterker. Nu wordt echter het signaal toegevoerd aan de negatieve ingang van de op-amp, terwijl de positieve ingang is verbonden met het kunstmatige nulpunt. De weerstanden R1 en R2 zijn gelijk. In rust, dus zonder ingangssignaal, staat de negatieve ingang ook op de helft van de voedingsspanning. Dat is immers de instelspanning op de uitgang van de voorversterker. Er heerst geen spanningsverschil tussen beide ingangen, ook de uitgang zal zich op dit potentiaal bevinden. Als de ingang 1 V positiever wordt, dan zal de op-amp zich zo instellen dat het spanningsverschil tussen de ingangen toch gelijk blijft aan nul. Dat kan alleen als de uitgang van de schakeling 1 V negatiever wordt. Dan heerst er spanningsevenwicht, over R1 en R2 valt 1 V, de negatieve ingang blijft op het kunstmatige nulpunt.



Figuur 4/2.28-10: Het schema van de fasedraaier.

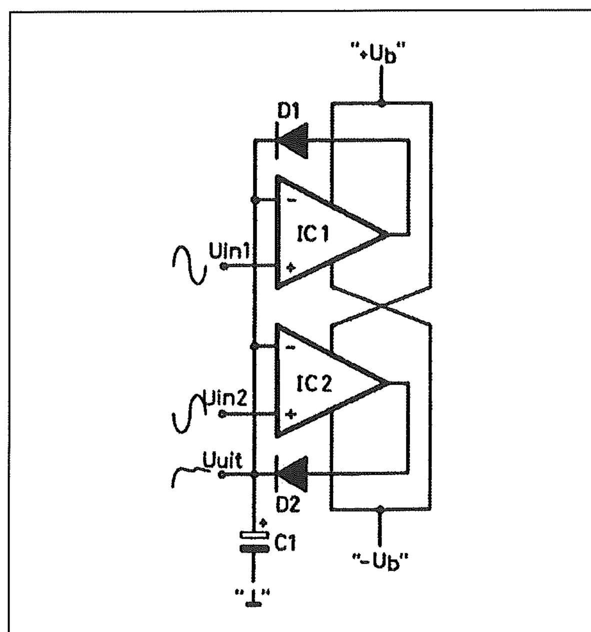
Conclusie: de spanningsvariaties op de ingang en de uitgang zijn absoluut gezien even groot, alleen de richting van de afwijking is tegengesteld. Wordt de ingang positief ten opzichte van het kunstmatige nulpunt, dan wordt de uitgang even veel volt negatief ten opzichte van dat punt. Hetgeen een ideale fasedraaier inhoudt. De ingang van de schakeling is meteen ook de tweede uitgang. Op beide uitgangen vinden we twee in fase gedraaide spanningen terug, klaar voor verwerking door de topgelijkrichters.

De topgelijkrichters

De totale gelijkrichterschakeling is getekend in figuur 4/2.28-11. De twee operationele versterkers worden op hun positieve ingangen aangestuurd door de signalen afkomstig van de fasedraaier. De

2.28 Peak Programme Meter (PPM) met LED-meter

twee uitgangen gaan met de reeds bekende terugkoppeldioden naar de negatieve ingangen. Deze ingangen kunnen zonder meer rechtstreeks met elkaar worden verbonden. Immers, de schakeling heeft niet tot taak de contouren van de aangeboden spanningen precies te volgen.
Het enige dat van belang is, is dat de pieken op het ingangssignaal wel doordringen tot de uitgang.



Figuur 4/2.28-11: Het praktisch schema van de topgelijkrichters.

Dat gebeurt zonder meer. De dioden gaan geleiden als de spanning op de samengevoegde negatieve ingangen kleiner wordt dan de spanning op een van de positieve ingangen. Welke diode gaat geleiden wordt bepaald door die positieve ingang die positiever wordt dan de uitgangsspanning. Bij vergelijking van dit schema met het basisschema van figuur 4/2.28-3 valt op dat twee weerstanden ontbreken: de laad- en ontlaadweerstanden voor de condensator. Als laadweerstand gebruiken we de uitgangsimpedantie van de op-amp's. De ontlaadweerstand is hier niet getekend, omdat die verwerkt is in het laatste blok van de schakeling, de niveauhersteller.

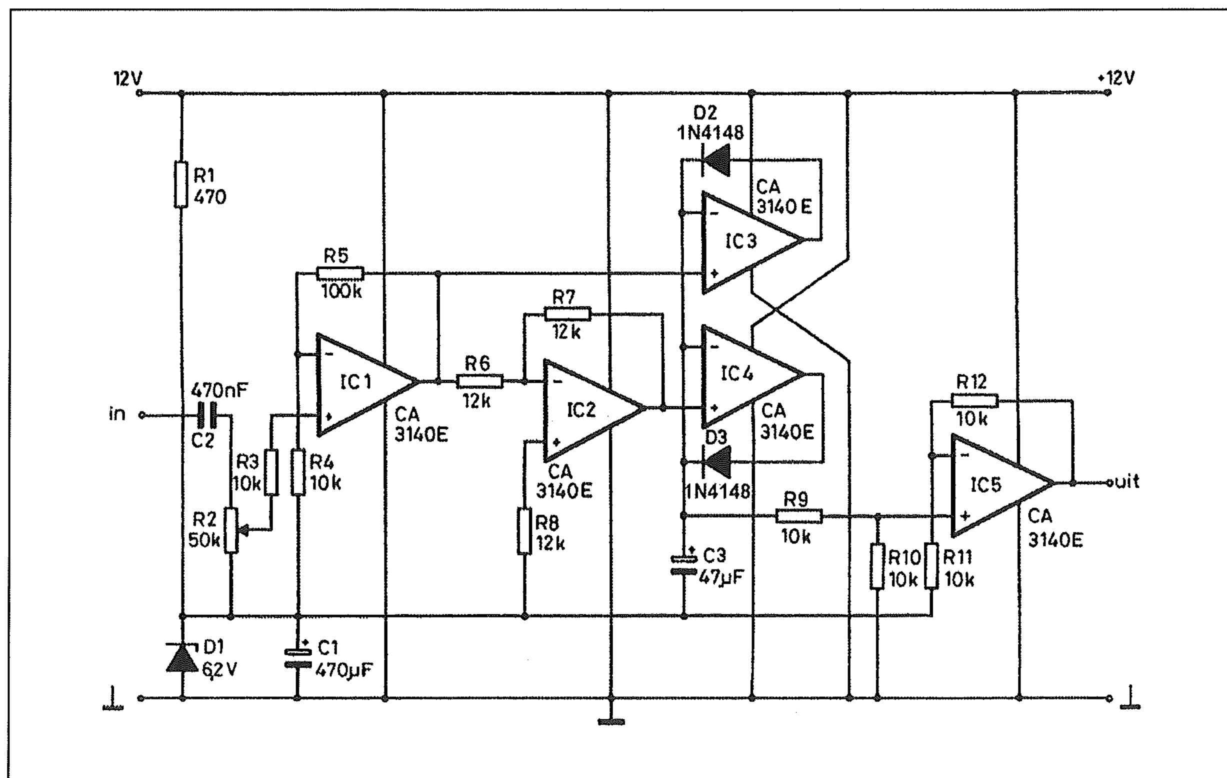
Het volledig schema

Het volledig schema van de PPM-schakeling is getekend in figuur 4/2.28-12. We herkennen onmiddellijk de diverse afzonderlijk besproken deelschakelingen. Alleen de laatste trap rond IC5 is niet behandeld, maar dat is een gewone verschilversterker. Deze trekt de halve voedingsspanning af van de uitgangsspanning van de topdetectoren, zodat het nulpunt zonder problemen wordt hersteld.
De positieve ingang van op-amp IC5 is door middel van een spanningsdeler aangesloten op de laadcondensator C3. R9 en R10 vormen tevens de ontlaadkring voor de condensator. De negatieve ingang gaat naar een identieke spanningsdeler, die geschakeld is tussen de uitgang en de kunstmatige massa. Omdat de vier weerstanden gelijk zijn, zal op de uitgang het spanningsverschil verschijnen tussen de condensatorspanning en de kunstmatige nul. Dat verschil is niets anders dan de gelijkgerichte signaalspanning. Deze stuurt rechtstreeks de ingang van de LED-meter uit hoofdstuk 4/14.71.

De voeding

Het voedingsspanningsnetwerk is opgebouwd uit de weerstand R1, de zenerdiode D1 en de condensator C1. De voedingsspanning is +12 V, de helft valt over R1 en de tweede helft over de zener van 6,2 V. De kunstmatige massa staat dus inderdaad op de helft van de beschikbare voedingsspanning.

2.28 Peak Programme Meter (PPM) met LED-meter



Figuur 4/2.28-12: De volledige praktische schakeling van de PPM-meter.

ONDERDELENLIJST

WEERSTANDEN, 1/4 W, 5 %

R1	470 Ω
R3,R4,R9,R10,R11,R12	10 kΩ
R5	100 kΩ
R6,R7,R8	12 kΩ

INSTELPOTENTIOMETER, STAAND 10 x 5 mm

R2	50 kΩ

CONDENSATOREN

C1	470 nF	MKH
C2	470 µF	16 V printelco
C3	47 µF	16 V printelco

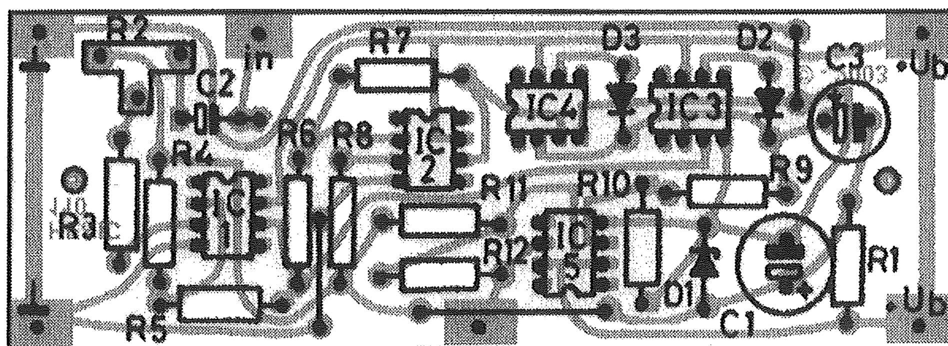
HALFGELEIDERS

D1	zenerdiode, 6,2 V, 400 mW
D2,D3	1N4148
IC1-IC5	CA3140, mini-DIL

DIVERSEN

5	IC-voetje, 8 pennen
6	printsoldeerlipje

2.28 Peak Programme Meter (PPM) met LED-meter

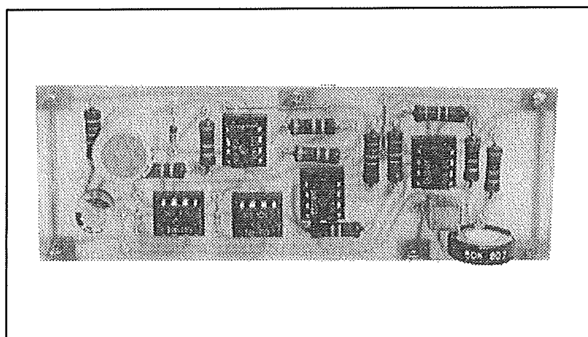


Figuur 4/2.28-14: De componentenopstelling voor de PPM-meter.

De bouw van de schakeling

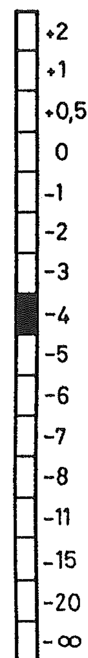
Op de laatste pagina van dit hoofdstuk treft u de print aan als figuur 4/2.28-13. Deze moet niet als sandwich op de LED-meter worden gemonteerd, maar er achter.

De bestukking volgt uit figuur 4/2.28-13. Nadat de drie draadbruggetjes zijn gemonteerd volgen de overige onderdelen in de logische volgorde: soldeerlipjes, IC-voetjes, dioden, weerstanden, condensatoren, trimpotmeter.



Figuur 4/2.28-15: De compleet gemonteerde print.

De nieuwe print past precies achter de LED-print en drie kleine draadbruggetjes kunnen zorg dragen voor de onderlinge verbindingen.



Figuur 4/2.28-16: De schaalijking van de PPM-meter.

De foto van figuur 4/2.28-15 geeft een impressie van de compleet gemonteerde print.

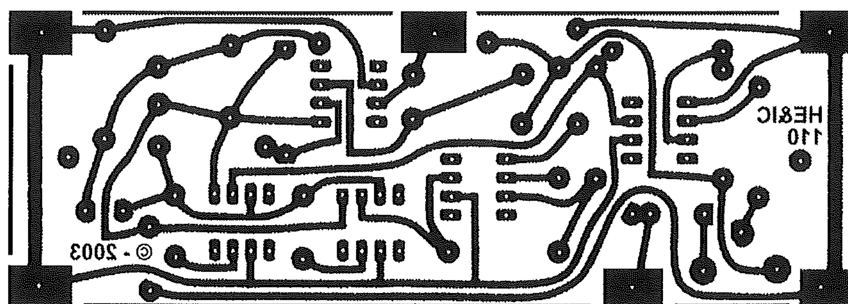
2.28 Peak Programme Meter (PPM) met LED-meter

Het gebruik van de schakeling
De schakeling zal het vaakst toegepast worden als piekmeter bij het digitaliseren van analoge audio en als oversturingsindicatie bij eindversterkers. Door middel van de instelpotentiometer R2 kunt u de gevoeligheid van de meter aanpassen aan de specifieke toepassing.

De schaal van de LED-meter wordt uiteraard in decibel geijkt. Figuur 4/2.28-16 geeft een impressie van de gemeten schaalindeling. De spanningsdrempels van de LED-print worden met de twee instelpotentiometers op de print afgeregeld op 0 V en 2 V.
Bij 2 V uitgangsspanning van de PPM-schakeling moet de lichtkolom dus volledig uitgestuurd worden.

2.28 Peak Programme Meter (PPM) met LED-meter

2.28 Peak Programme Meter (PPM) met LED-meter



Figuur 4/2.28-13: De print voor de schakeling.

2.28 Peak Programme Meter (PPM) met LED-meter

4/2.29

Eenvoudige vocoder: laat uw stem een gitaar doen zingen

Inleiding

Een vocoder is een apparaat met één uitgang en twee ingangen, één voor muziek en de andere voor spraak. Het geluid van de stembanden wordt uit de spraak verwijderd en vervangen door muziek. Zo is het mogelijk om een gitaar, een keyboard of een compleet orkest te laten "spreken" of "zingen". De spraak van een goede vocoder is goed te verstaan en kan heel aangenaam zijn om te horen.

Historie

In de tachtiger jaren van de vorige eeuw werden commerciële vocoders betaalbaar en zijn door veel artiesten opnamen gemaakt waarbij vocoders gebruikt werden, soms met sensationele effecten. Zoek maar eens op internet naar Wendy Carlos!

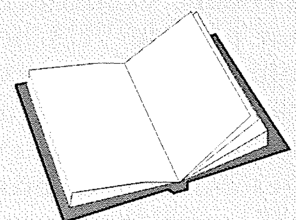
De eerste vocoder (samentrekking van de woorden voice en coder) is in 1939 gebouwd in een laboratorium van de Amerikaanse Bell telefoonmaatschappij door een team onder leiding van Dudley Moore. Men zocht naar een methode om spraak te comprimeren en zo de telefoonlijnen efficiënter te kunnen gebruiken. Dat werkte wel, maar het uitbreken van de tweede wereldoorlog verhinderde grootschalige commerciële exploitatie. Tijdens de oorlog zijn vocoders gebruikt om telefoongesprekken te scramblen en na de oorlog was door de opkomst van draaggolftelefonie de vocoder voor het oorspronkelijke doel niet meer nodig. Tegenwoordig is de hoofdmoot van de telecommunicatie digitaal en wordt het principe van de vocoder weer veelvuldig toegepast, zie bijvoorbeeld www.ece.ubc.ca/~elec466/lpc_paper.pdf.

Kanaal-vocoder

Voor onze vocoder hebben we het oorspronkelijke idee van Dudley Moore gebruikt: een kanaal-vocoder. In figuur 4/2.29-1 is de principiële opbouw van zo'n vocoder te zien. Het principe is om de audioband op te delen in een aantal frequentiebanden die naast elkaar liggen: de kanalen. Voor de verwerking van iedere frequentieband is er één unit noodzakelijk. Afgezien van de frequen-

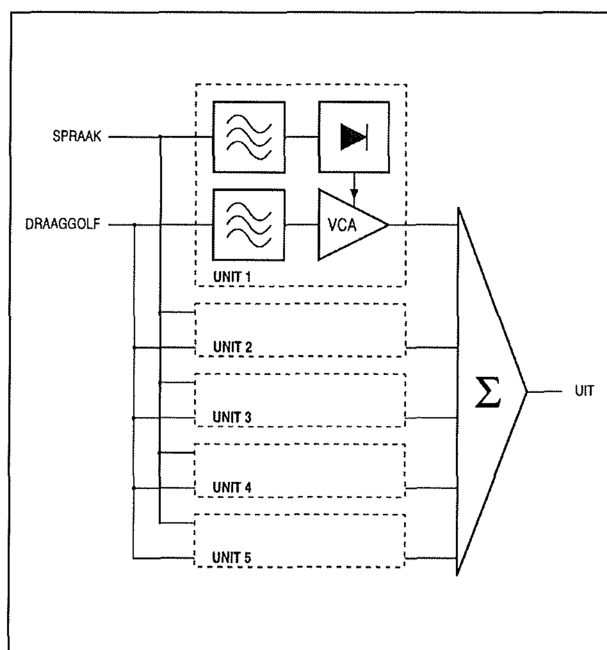
LEES OOK:

Hoofdstuk 3/12.7
Hoofdstuk 3/12.10
Hoofdstuk 5/20.1



2.29 Eenvoudige vocoder: laat uw stem een gitaar doen zingen

tie zijn deze units gelijk. Iedere unit bevat twee identieke banddoorlaat filters, één voor spraak en één voor de draaggolf.



Figuur 4/2.29-1: Het blokschema van een vijfkanaals-vocoder.

Bij deze draaggolf moet men niet direct aan een bepaalde frequentie denken maar meer aan een geluidsspectrum. Het spraak banddoorlaat filter wordt gevolgd door een omhullende detector, die de amplitudeveranderingen van de spraak volgt. Het deel filter plus detector heet "analyzer". De amplitudeveranderingen zijn vrij langzaam tot maximaal zo'n 300 Hz. Het draaggolf banddoorlaat filter wordt gevolgd door een spanningsgestuurde versterker; een VCA (Voltage Controlled Amplifier). Het filter plus de VCA heet "synthesizer". De uitgangsspanning van de omhullende detector is de controlespanning van de VCA. De uitgangen van alle units worden gesommeerd waardoor de oorspronkelijke audioband weer terug komt met één groot verschil: de "inhoud" van de spraak is vervangen door het geluidsspectrum van de draaggolf!

De menselijke stem

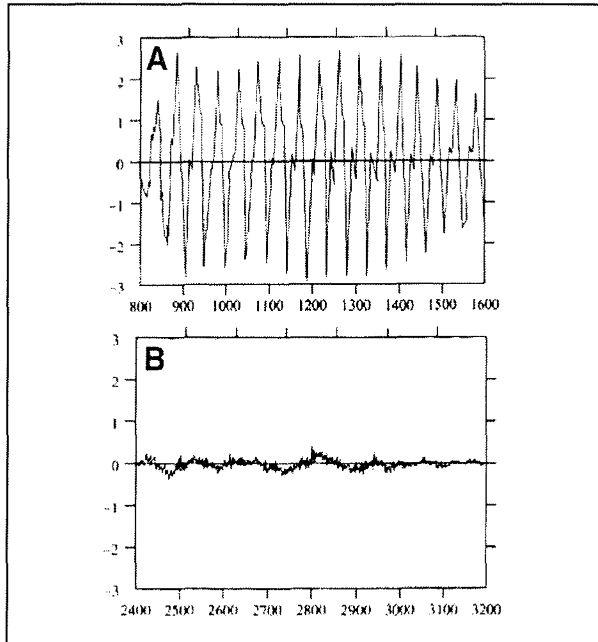
De grondfrequentie van de menselijke stem ligt bij mannen op ongeveer 150 Hz, bij vrouwen en kinderen op ongeveer 250 Hz. Deze frequenties worden door de stembanden opgewekt door de lucht die er langs strijkt te laten trillen. Er zijn twee stembanden, die nooit precies gelijk trillen en er ontstaan dus talloze harmonischen. Bovendien kan de spanning van de stembanden door spieren worden veranderd.
Al met al bedraagt het bereik van de stem zo'n 5.000 Hz. Er zijn echter ook veel klanken die niet door middel van de stembanden worden opgewekt: sisklanken en plofklanken om er enkele te noemen. Klanken die door de stembanden worden opgewekt worden "voiced" genoemd en sis- en plofklanken noemt men "unvoiced". Het opmerkelijke verschil in frequentie-inhoud is weergegeven in figuur 4/2.29-2. Kanaal-vocoders kunnen unvoiced klanken niet goed verwerken. Professionele vocoders bevatten daarom een "Voiced-Unvoiced" detector en de unvoiced klanken worden meestal door ruis vervangen. In onze vocoder is een eenvoudige alternatieve methode gebruikt. Uit het spraak banddoorlaat filter van de unit met de hoogste frequentie kan een deel aan het uitgangssignaal worden toegevoegd.

Keuze van de kanalen

In professionele vocoders wordt het geluidsspectrum over flink wat kanalen verdeeld. De Sennheiser VSM201 vocoder heeft er maar liefst 20 voor een audiospectrum van 100 Hz tot 8.000 Hz. De

2.29 Eenvoudige vocoder: laat uw stem een gitaar doen zingen

filters hebben een grote steilheid van 18 dB/octaaf.



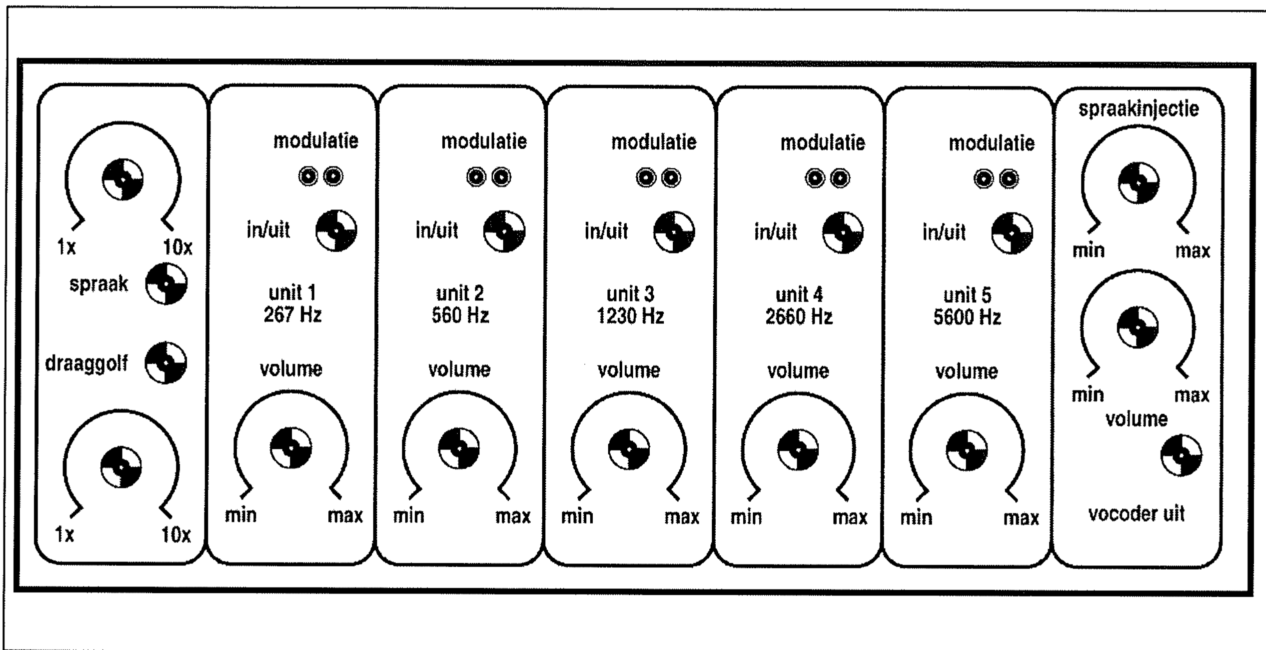
Figuur 4/2.29-2: Het verschil in frequentiesamenstelling tussen voiced (A) en unvoiced (B) klanken.

Op www.stoffelshome.de is een tekening te vinden met de frequentiekarakteristieken van de kanalen. Voor ieder kanaal zijn twee filters nodig. Voor de filters worden vrijwel altijd banddoorlaat filters gebruikt waarbij er dan twee achter elkaar worden gezet voor de gewenste steilheid en de frequenties van de filters verschillen iets om de gewenste bandbreedte te krijgen. Dat noemt men "staggered tuning". De moeilijkheid daarbij is om de filters op de juiste frequentie te krijgen en de bandbreedte zo in te stellen dat de curves die van de naastgelegen filters op de 6 dB punten snijden, dan sluiten ze naadloos op elkaar aan.
Onze eenvoudige vocoder bevat vijf kanalen voor een audiobereik van ongeveer 180 Hz tot 8.000 Hz. Dat zijn er wel weinig, maar desondanks werkt het apparaat heel goed. Omdat de bandbreedte van de kanalen vrij groot is klinkt het apparaat wat rauw, vooral als voor de draaggolf ruis wordt gebruikt. Met vijf kanalen is de vocoder gemakkelijk te bouwen en niet kritisch voor wat betreft de onderdelen.

De bedieningselementen
In figuur 4/2.29-3 hebben wij de frontplaat van onze vocoder voorgesteld. Het apparaat bestaat uit zeven units, die ieder op een eigen printje zitten en ieder een eigen klein bedieningspaneeltje hebben. U ziet links de ingangs unit, waarmee u de volumes van spraak en muziek kunt regelen. nadien volgen de vijf filter units, met ieder een volumeregelaar. Rechts ziet u de uitgangs unit, waarmee u de spraakinjectie kunt instellen en het uitgangsvolume kunt regelen. Al met al een heel overzichtelijke opstelling, die aan duidelijkheid niets te wensen overlaat!

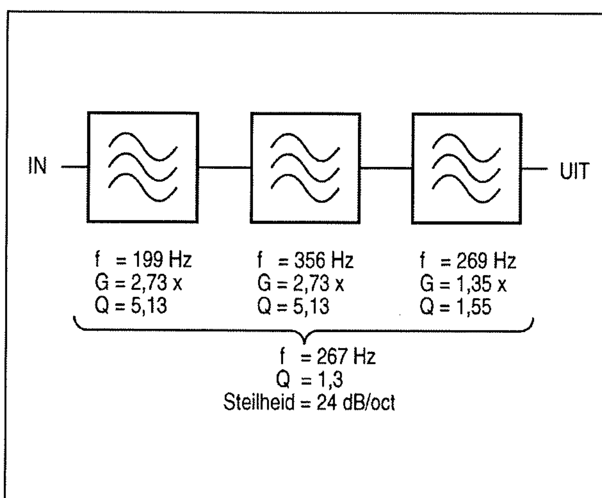
De filters
Figuur 4/2.29-4 laat de opbouw zien van een filter voor unit 1, het kanaal met een bereik van 184 Hz tot 387 Hz. Het bestaat uit drie achter elkaar geschakelde banddoorlaat filters. De eerste twee filters bepalen de "hoekfrequenties", door de vrij hoge kwaliteitsfactor van 5,13 is er een diepe "dip" in het midden. Die middenfrequentie is gelijk aan [199 Hz x 356 Hz]$^{-2}$ = 266 Hz. Door het derde filter, dat op 269 Hz is afgestemd wordt de "dip" vrijwel weggewerkt.
De 3 dB bandbreedte van het filterstelsel is 184 Hz tot 387 Hz hetgeen neerkomt op een kwaliteitsfactor Q van [269/(387 - 184] = 1,3. De steilheid is 24 dB/octaaf. Figuur 4/2.29-5 laat de frequentiekarakteristieken van alle vijf filters zien.

2.29 Eenvoudige vocoder: laat uw stem een gitaar doen zingen



Figuur 4/2.29-3: De frontplaat van onze vocoder.

De amplituderesponse is vrijwel gelijk en de karakteristieken sluiten fraai op elkaar aan. De karakteristieken zijn gemeten met de "AudioTester V1.4" van Ulrich Müller (www.sumuller.de/audiotester), een shareware programma dat samen met de geluidskaart werkt. De vijf curves zijn exact op elkaar gelegd en de bovenste vier zijn transparant gemaakt.



Figuur 4/2.29-4: De samenstelling van de filters in één unit.

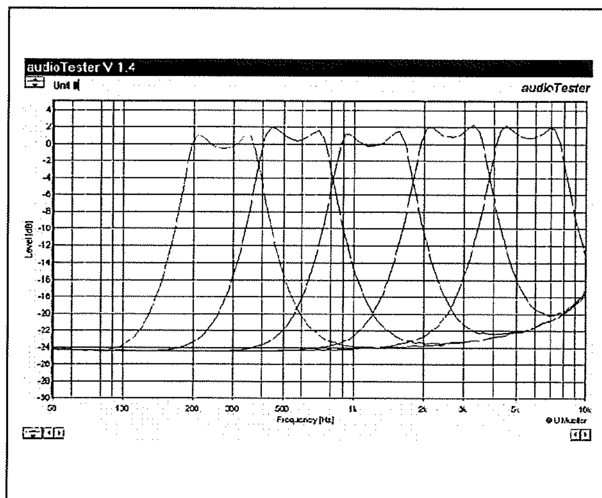
Opbouw van de vocoder

De vocoder is modulair opgebouwd, voor iedere vocoder unit is er één print, verder is er een uitgangsprint met de sommeerschakeling en een regelaar voor "spraakinjectie" en een ingangsprint met niveau-aanpassers voor de spraak- en draaggolfsignalen. De printen worden gestapeld door middel van afstandstukken en met een bandkabel verbonden. Op deze wijze is een compacte constructie verkregen.
Voor alle externe signaalverbindingen worden 3,5 mm jackpluggen gebruikt. In figuur 4/2.29-6 ziet u deze constructie mooi voorgesteld.

De vocoder units

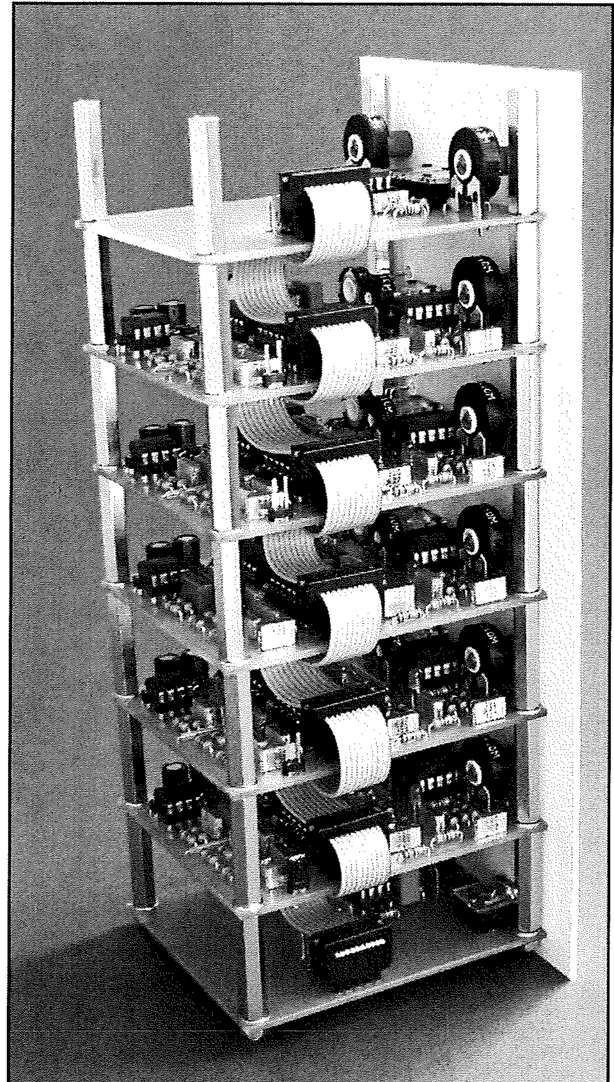
In figuur 4/2.29-7 is het schema van één vocoder unit voorgesteld. Alle units zijn gelijk, alleen de waarden van de condensatoren in de filters verschilt. De op-amp's A1, A2 en A3 vormen het spraakfilter en de op-amp's A4, A5 en A6 het draaggolffilter.

2.29 Eenvoudige vocoder: laat uw stem een gitaar doen zingen



Figuur 4/2.29-5: De samengestelde frequentiekarakteristiek van de vijf filters.

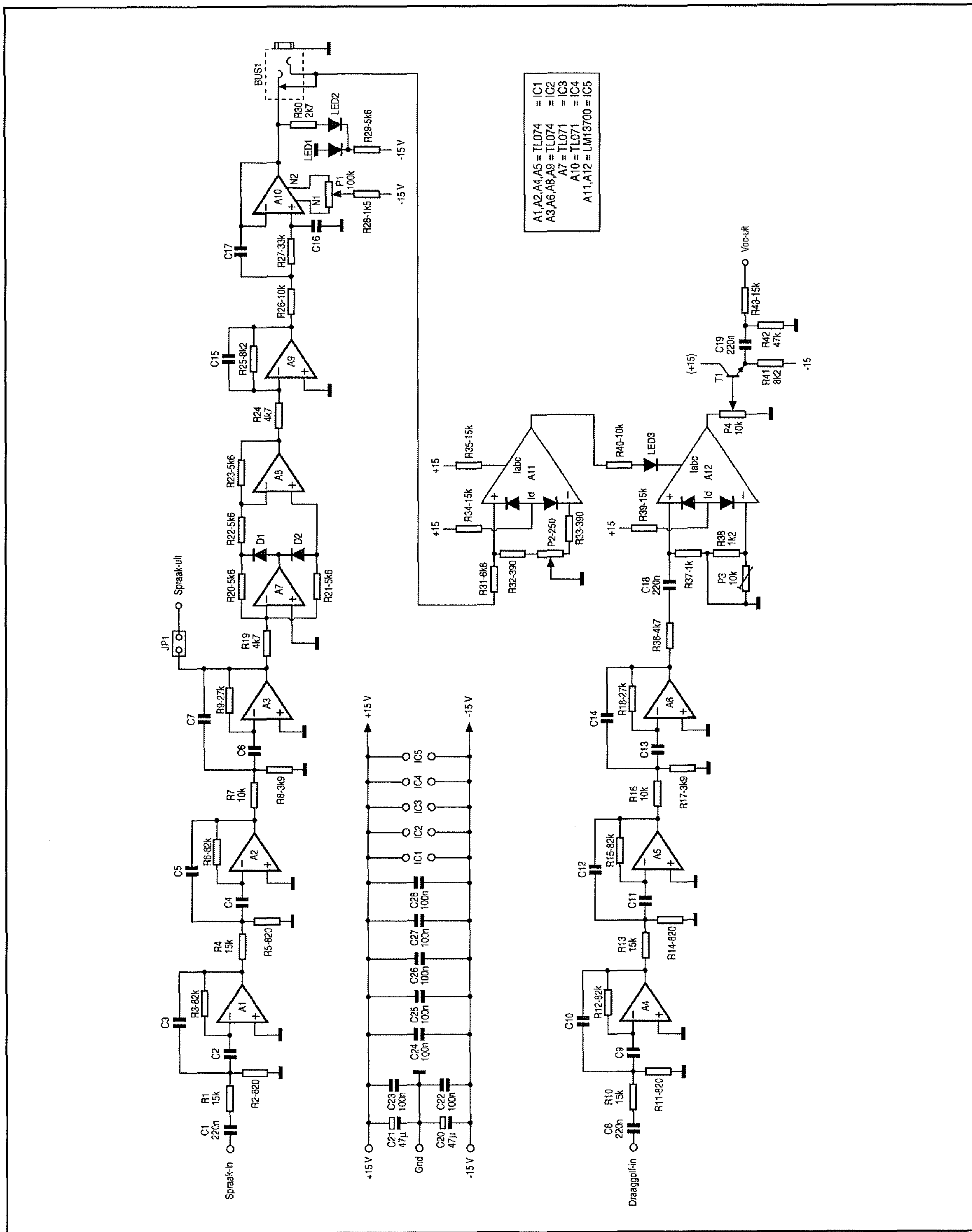
Het zijn MFB-filters (Multiple Feed-Back), dat is hier de beste keus. Op http://sound.westhost.com/projects/htm is een gebruikersvriendelijk programma te vinden om MFB-filters te berekenen. Het spraakfilter wordt gevolgd door een dubbelfazige gelijkrichter bestaande uit A7 en A8 die op zijn beurt wordt gevolgd door een laagdoorlaat filter A9 en A10. De gelijkrichter en het laagdoorlaat filter samen zijn de omhullende detector. Voor unit 1 bedraagt de kantelfrequentie circa 100 Hz; door de dubbelfazige gelijkrichting wordt de frequentie verdubbeld en is 18 dB/oct voldoende voor het laagdoorlaat filter.
Voor de berekening van het hier gebruikte Chebyshev filter met rimpel van -3 db, is op http://focus.ti.com/docs/toolsw/folders/print/filterpro.html een programma te vinden.
Op BUS1 kan eventueel de VCA-stuurspanning worden afgenomen en voor de sturing van de VCA van een andere unit worden gebruikt. Als een jackplug in de BUS zit, is de verbinding met de "eigen" VCA verbroken, die dan via het cilindrisch contact van de stereo-jackplug kan worden aangestuurd.



Figuur 4/2.29-6: De vocoder is ondergebracht op zeven even grote printjes, die door middel van een bandkabel worden doorverbonden.

Opmerking: omdat de stuurspanningen voor en de ingangen van de VCA's verwisselbaar zijn is het absoluut nodig om de stuurspanning op "nul" te kunnen afregelen bij de afwezigheid van het spraaksignaal.

2.29 Eenvoudige vocoder: laat uw stem een gitaar doen zingen



Figuur 4/2.29-7: Het volledig schema van één unit van de vocoder.

2.29 Eenvoudige vocoder: laat uw stem een gitaar doen zingen

De hele keten A1...A3 en A7...A10 is gelijkspanningsgekoppeld en alle offsetspanningen worden dus gesommeerd. Voor de "nul" afregeling dient P1.
Als modulatie-indicator voor de sterkte van het spraaksignaal worden twee LED's gebruikt. LED1 geeft de voorspanning voor LED2. De LED's moeten dus van hetzelfde type zijn. Bij afwezigheid van het spraaksignaal brandt LED1 maximaal en is LED2 uit. Naarmate de modulatie toeneemt gaat LED2 feller branden en LED1 minder fel. Als LED1 dooft is de modulatie 100% en dat is heel duidelijk zichtbaar.
Als over JP1 een jumper is geplaatst, is de uitgang van het spraakfilter verbonden met de sommeerschakeling. Gewoonlijk zal dat bij unit 5 zijn, met de hoogste frequentie. Er mag maar één jumper aanwezig zijn.
Het draaggolffilter wordt gevolgd door de VCA A12. Dat is een operationele transconductantie amplifier, kortweg OTA. Een OTA heeft spanningsgestuurde ingangen en stroombronnen als uitgang. De verdeling van de uitgangsstroom hangt dus af van de spanning op de ingangen. Bovendien is er een extra ingang voor de "amplifier bias current" (Iabc) waarmee de totaalstroom van de OTA kan worden ingesteld. De spanning die over P4 ontstaat is afhankelijk van Iabc en de spanning op de ingangen van de OTA. Door Iabc te veranderen wordt de versterking van de trap geregeld. Hoe meer stroom in ingang Iabc (maximaal 2 mA) hoe meer versterking. De hier toegepaste OTA heeft aan de ingangen lineariseringsdioden die door R39 worden gepolariseerd. Het werkingsgebied is daardoor zeer groot.
Stel nu, dat er geen draaggolfsignaal is en dat de OTA niet perfect in balans is. Als Iabc nul is, valt er geen spanning over P4. Als Iabc groter wordt komt er, door de imperfecte balans, een steeds grotere spanning over P4 te staan. Met andere woorden, er ontstaat een uitgangsspanning ten gevolge van de versterkingsregeling. Met P3 kan de OTA worden uitgebalanceerd om dit ongewenste verschijnsel te minimaliseren.
T1 is een darlington transistor, die in het OTA-IC zit en die dient als uitgangsbuffer. Om de uitgangsspanning van de vocoder unit op nulniveau te krijgen zijn C19 en R42 opgenomen. R43 is de sommeerweerstand die op het virtuele nulpunt wordt aangesloten. Voor de regeling van de uitgangsspanning van de vocoder unit dient P4.
Tot slot A11. Het OTA-IC (een LM13700) bevat twee OTA's en twee transistoren. Eén OTA wordt als VCA gebruikt en de andere OTA als spanning naar stroom omzetter voor de sturing van Iabc. Deze tweede OTA (A11) wordt uit balans gebracht en wel zodanig dat, als de spanning op de plus ingang nul volt is, de totale stroom door de stroomspiegel loopt die met -15 V is verbonden. Iabc is gerelateerd aan de negatieve voedingsspanning en ligt daar 1 V á 1,2 V boven. De drempelspanning van de groene LED3 bedraagt circa 1,4 V hetgeen voldoende ruimte geeft tussen de minimale spanning van A11 en de minimale spanning op ingang Iabc van A12. Zonder LED3 zou de versterking van A12 niet tot nul kunnen worden teruggeregeld. R40 dient uitsluitend om Iabc te kunnen meten.

De bouw van de vocoder units
In figuur 4/2.29-8, op de laatste pagina van dit hoofdstuk, is de lay-out van de vocoderprint te zien.

2.29 Eenvoudige vocoder: laat uw stem een gitaar doen zingen

ONDERDELENLIJST ÉÉN VOCODER UNIT

WEERSTANDEN, 1% METAALFILM, 0,25 W

R1,R4,R10,R13,R34,R35,R39,R43	15 kΩ
R2,R5,R11,R14	820 Ω
R3,R6,R12,R15	82 kΩ
R7,R16,R26,R40	10 kΩ
R8,R17	3,9 kΩ
R9,R18	27 kΩ
R19,R24,R36	4,7 kΩ
R20...R23,R29	5,6 kΩ
R25,R41	8,2 kΩ
R27	33 kΩ
R28	1,5 kΩ
R30	2,7 kΩ
R31	6,8 kΩ
R32,R33	390 Ω
R37	1 kΩ
R38	1,2 kΩ
R42	47 kΩ

INSTELPOTENTIOMETERS, PIHER PT15NH MET KARTELKNOP EN INSTEEK-AS LANG 18,2 mm

P1	100 kΩ
P2	250 Ω
P3	10 kΩ
P4	10 kΩ

CONDENSATOREN

C1,C8,C18,C19	220 nF	MKT (MKH) RM7,5 of RM5
C2...C7,C9...C14,C15...C17	zie tabel	MKT (MKH) RM7,5 of RM5
C20,C21	47 μF	25 V printelco
C22...C28	100 nF	50 V RM2,5, multilayer

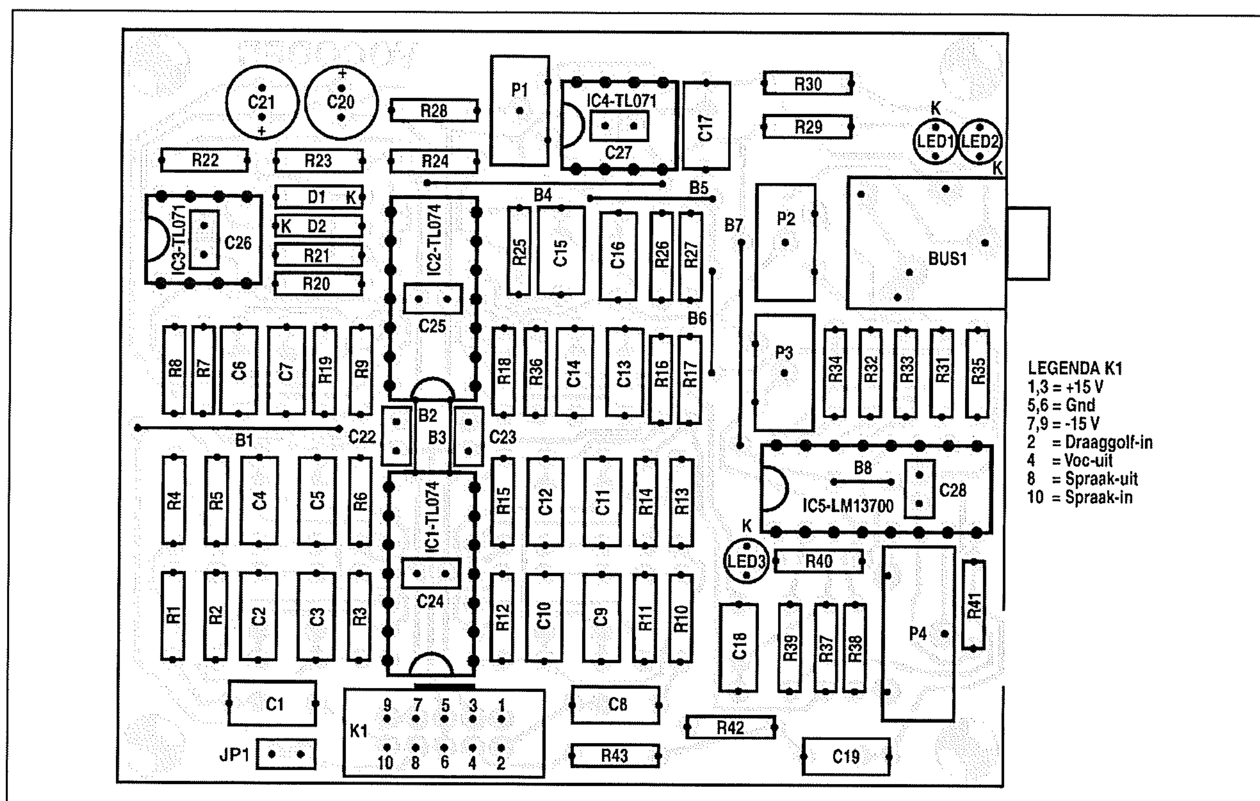
HALFGELEIDERS

IC1,IC2	TL074
IC3,IC4	TL071
IC5	LM13700
D1,D2	BAT43
LED1,LED2	rode LED 3 mm, low current
LED3	groene LED 3 mm, low current

DIVERSEN

2	precisie IC-voet 14 pens met buscontacten
2	precisie IC-voet 8 pens met buscontacten
1	precisie IC-voet 16 pens met buscontacten
1	printheader 2 x 1 voor jumper
1	printheader 2 x 5, RM2,54
1	opzetconnector 2 x 5, RM2,54 female voor bandkabel
1	Piher kartelknop en insteek-as lang 18,2 mm
1	stereo printstekerbus 3,5 mm met schakelcontact
1	stereo jackplug 3,5 mm
4	afstandbout M3 binnen/buiten SW 5,5 mm, lengte 25 mm
8	draadbruggen

2.29 Eenvoudige vocoder: laat uw stem een gitaar doen zingen



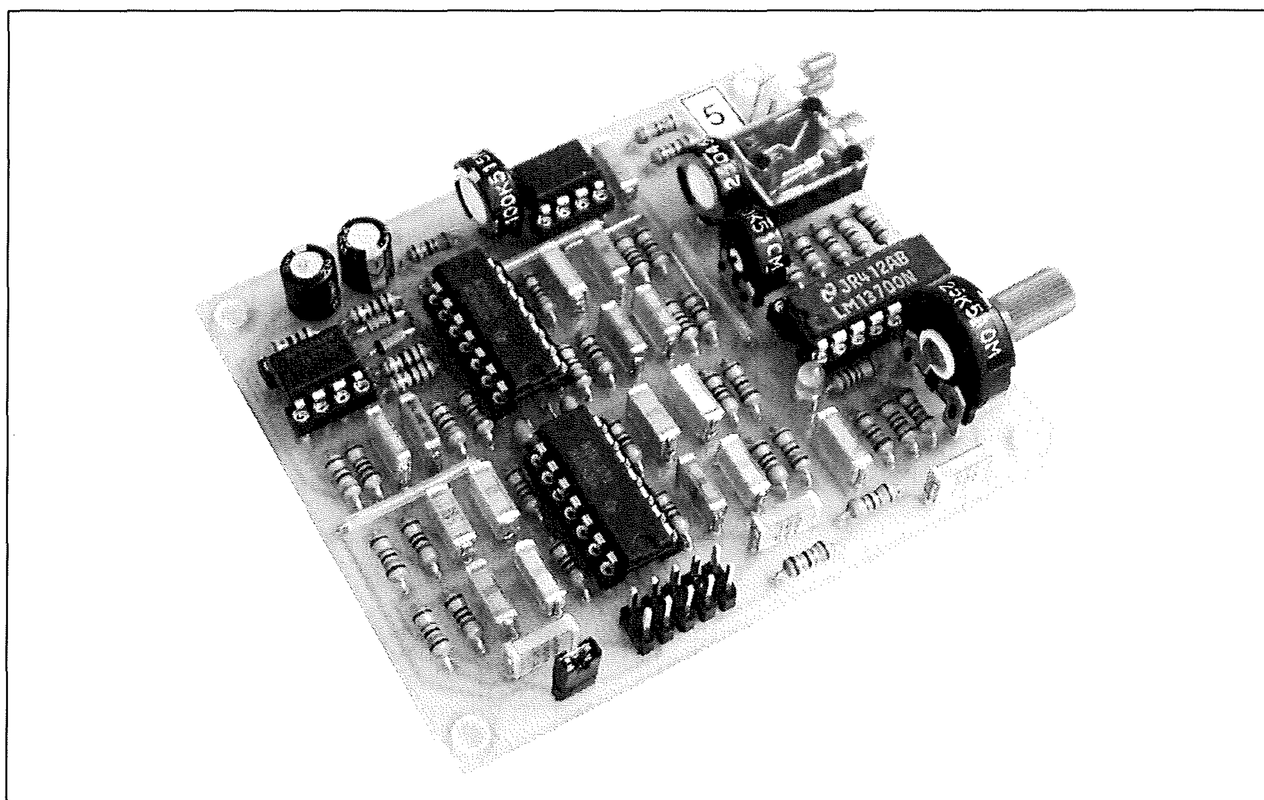
Figuur 4/2.29-9: De componentenopstelling voor een vocoderprint.

De print is enkelzijdig vandaar dat acht draadbruggen onvermijdelijk waren. Uit de onderdelenopstelling in figuur 4/2.29-9 blijkt dat de print vrij dicht bestukt is, maar de opbouw is heel goed te doen want alles past perfect. Eerst worden alle gaten met een 0,8 mm boortje geboord. Vanwege het grote aantal gaten is een hardmetalen boortje de beste keus. De gaten voor K1 worden met 1 mm opgeboord, de gaten voor alle potentiometers met 1,2 mm en de gaten voor BUS1 met 1,4 mm. Daarna worden de gaten voor BUS1 van bovenaf met een rondvijltje iets opgewerkt tot BUS1 klemmend past. Tot slot worden de bevestigingsgaten met 3,2 mm opgeboord.
Als eerste worden de 8 draadbruggen gemonteerd. Over B4 en B7 hebben we vooraf kousjes gekrompen om de kans op sluiting te minimaliseren. Dan worden de IC-voetjes gemonteerd. Daarna worden alle 100 nF ontkoppelcondensatoren gemonteerd. Sommige zitten in de IC-voeten om de verbindingen zo kort mogelijk te houden. Bij onze 14-pens voetjes moesten de middenbruggen worden verwijderd. Dan is de beurt aan de weerstanden. Dat zijn 1% weerstanden die tegenwoordig vrij weinig kosten (o.a. bij Conrad). Het aflezen van de waarde is wat lastig omdat de kleurringen smal zijn. In geval van twijfel meten! Dan worden alle overige onderdelen gemonteerd behalve de filtercondensatoren. De draden van de twee rode LED's 1 en 2 worden haaks omgebogen, zodanig dat het hart van LED2 3,5 mm en dat van LED1 7,5 mm boven de print uitsteekt. De toppen ervan steken ongeveer 4 mm buiten de rand van de print. Zo passen ze in de frontplaat van de vocoder.

2.29 Eenvoudige vocoder: laat uw stem een gitaar doen zingen

	frequentie	frequentieband	C2,C3,C9,C10	C4,C5,C11,C12	C6,C7,C13,C14	C15,C17	C16
Unit 1	267	184 - 387	100 nF	56 nF	68 nF	330 nF	33nF
Unit 2	560	387 - 828	47 nF	27 nF	33 nF	150 nF	15 nF
Unit 3	1230	828 - 1806	22 nF	12 nF	15 nF	68 nF	6,8 nF
Unit 4	2660	1806 - 3860	10 nF	5,6 nF	6,8 nF	68 nF	6,8 nF
Unit 5	5600	3860 - 8104	4,7 nF	2,7 nF	3,3 nF	68 nF	6,8 nF

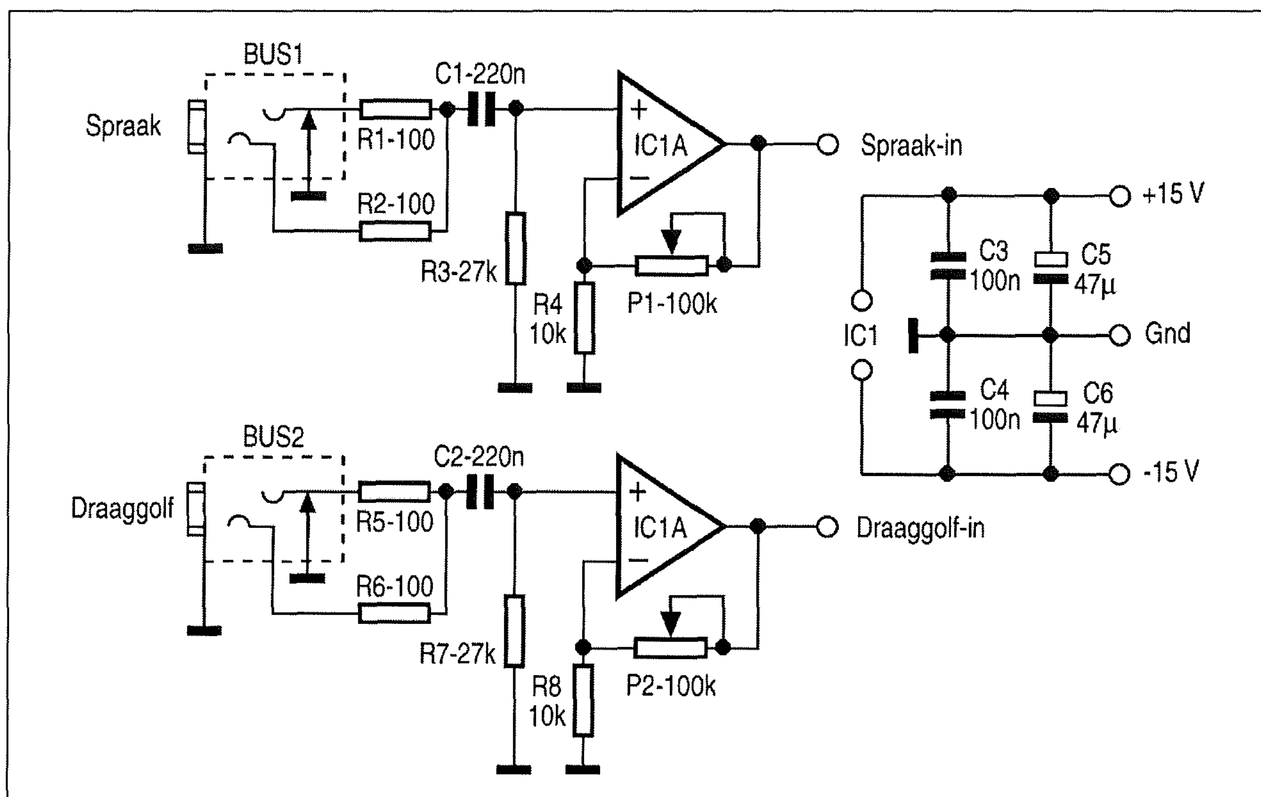
Figuur 4/2.29-10: De waarde van de frequentiebepalende condensatoren in de vijf units.



Figuur 4/2.29-11: Een kant-en-klare unit van onze vocoder. In totaal moet u vijf van dergelijke printjes bouwen.

Tot nu toe zijn alle vijf vocoderprinten nog precies gelijk, door het monteren van de filtercondensatoren krijgen ze ieder een frequentieband toegewezen.
Door ons zijn MKT (MKH) condensatoren toegepast. Dat zijn ongeïsoleerde condensatoren die vrij klein zijn en een tolerantie hebben van 5%. Tóch is het aan te raden alle condensatoren na te meten, alleen dan is men er zeker van dat de filters naar behoren werken. In tabel van figuur 4/2.29-10 staan de condensatorwaarden voor de vijf units met de centrale frequenties en de banden die bestreken worden.
De kantelfrequentie van het laagdoorlaat filter van unit 1 is 100 Hz. Voor de andere units kan de kantelfrequentie eenvoudig worden bepaald uit de (omgekeerde) verhouding van de capaciteit tot die van unit 1.
In eerste instantie hadden de laagdoorlaat filters een steeds oplopende kantelfrequentie, maar uit experimenten bleek het beter om die vanaf unit 3 op 485 Hz te houden.

2.29 Eenvoudige vocoder: laat uw stem een gitaar doen zingen



Figuur 4/2.29-12: Het schema van de voorversterker.

Voorzie de vocoder units van een stickertje zodat u direct weet wat het nummer van de unit is. Figuur 4/2.29-11 laat een kant-en-klare unit zien, in dit geval unit 5. Hier wordt de spraakinjectie van afgetapt, vandaar de jumper op JP1.

Opmerking

In dit stadium is het misschien een goed idee om op een stukje bandkabel een opzetconnector te persen en het open einde op de voedingsspanningen aan te sluiten. Dan kunnen met een audiotester de frequentiekarakteristieken van alle filters worden gemeten. Die moeten er (ongeveer) uitzien als in figuur 4/2.29-5. Zonder ingangssignaal moet het mogelijk zijn om met P1 de spanning op de centrale pen (de punt) van de jackplug in BUS1 af te regelen op 0 V. Door P2 te verdraaien kunt u de groene LED laten doven en oplichten. Stel P2 zo in dat de LED ook in het donker juist niet brandt. Stel P3 zo in, dat de uitgangsspanning van A12 0 V bedraagt zonder ingangssignalen. Later volgt de precieze afregeling.

De voorversterker

De voorversterker voor de spraak en de draaggolf, zie figuur 4/2.29-12, is voorzien van regelaars P1 en P2 waarmee de versterking kan worden ingesteld van 1x tot 10x. Daardoor kunnen vrijwel alle signaalbronnen worden aangesloten. Bij 1x wordt het ingangssignaal onveranderd aan de vocoder units doorgegeven hetgeen nuttig kan zijn bij metingen.
Als er geen jackplug in een BUS zit wordt de ingang automatisch met de massa verbonden, dat vergemakkelijkt de afregeling.

2.29 Eenvoudige vocoder: laat uw stem een gitaar doen zingen

ONDERDELENLIJST INGANGSPRINT

WEERSTANDEN, 1% METAALFILM, 0,25 W

R1,R2,R5,R6	100 Ω	
R3,R7	27 kΩ	
R4,R8	10 kΩ	

INSTELPOTENTIOMETERS, PIHER PT15NH MET KARTELKNOP EN INSTEEK-AS LANG 18,2 mm

P1,P2	100 kΩ	

CONDENSATOREN

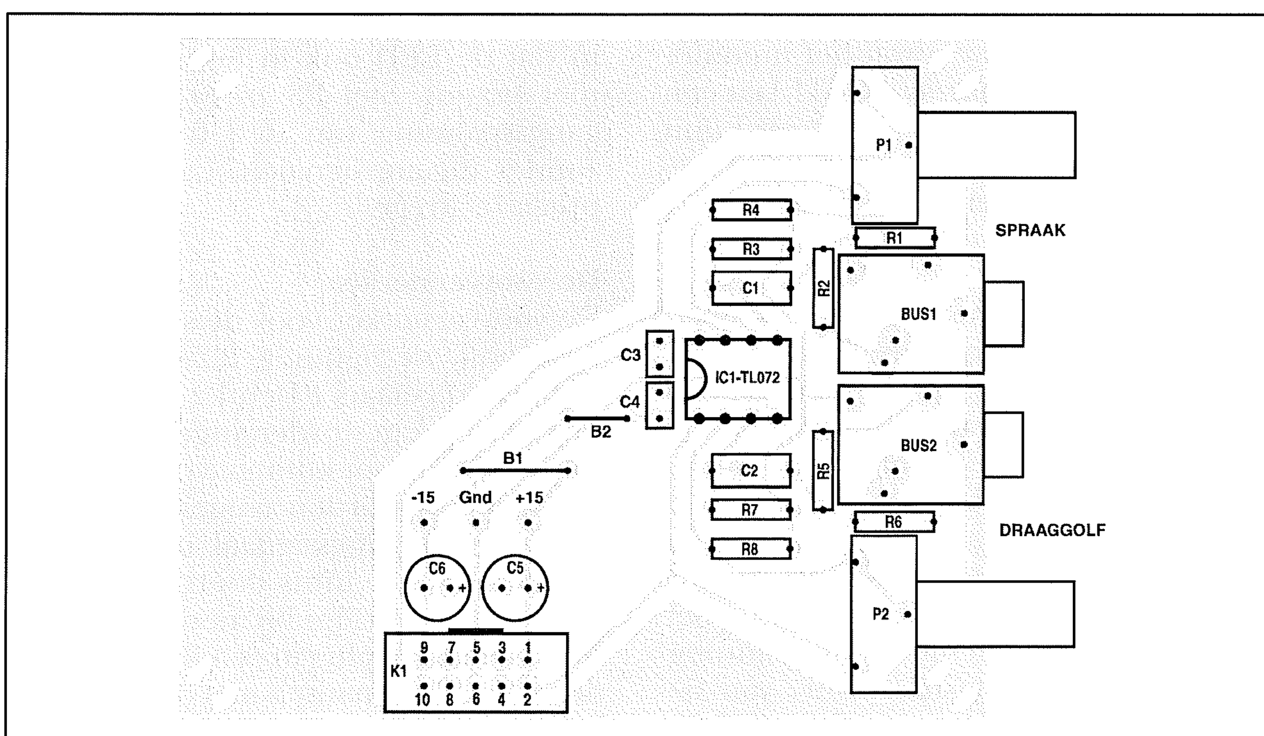
C1,C2	220 nF	MKT (MKH) RM7,5 of RM5
C3,C4	100 nF	50 V RM2,5, multilayer
C5,C6	47 μF	25 V, staand RM2,5, 6 x 7 mm

HALFGELEIDERS

IC1	TL072

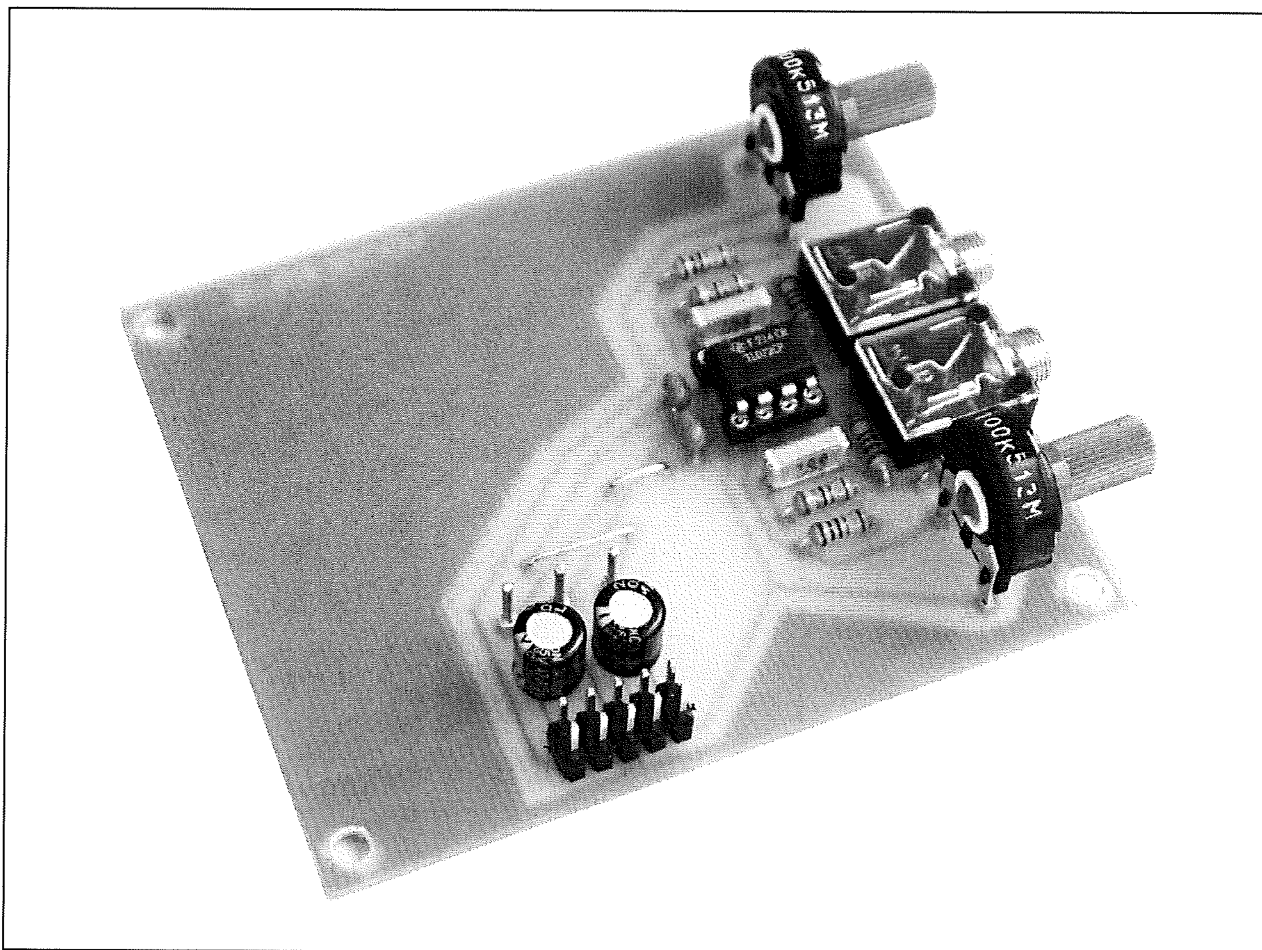
DIVERSEN

1	precisie IC-voet 8 pens met buscontacten
1	printheader 2 x 5, RM2,54
1	\`opzetconnector 2 x 5, RM2,54 female voor bandkabel
2	stereo printstekerbus 3,5 mm met schakelcontact
2	stereo jackplug 3,5 mm
4	afstandbout M3 binnen/buiten SW 5,5 mm, lengte 25 mm
2	draadbruggen



Figuur 4/2.29-14: De componentenopstelling van de voorversterker.

2.29 Eenvoudige vocoder: laat uw stem een gitaar doen zingen



Figuur 4/2.29-15: De kant-en-klare voorversterker print.

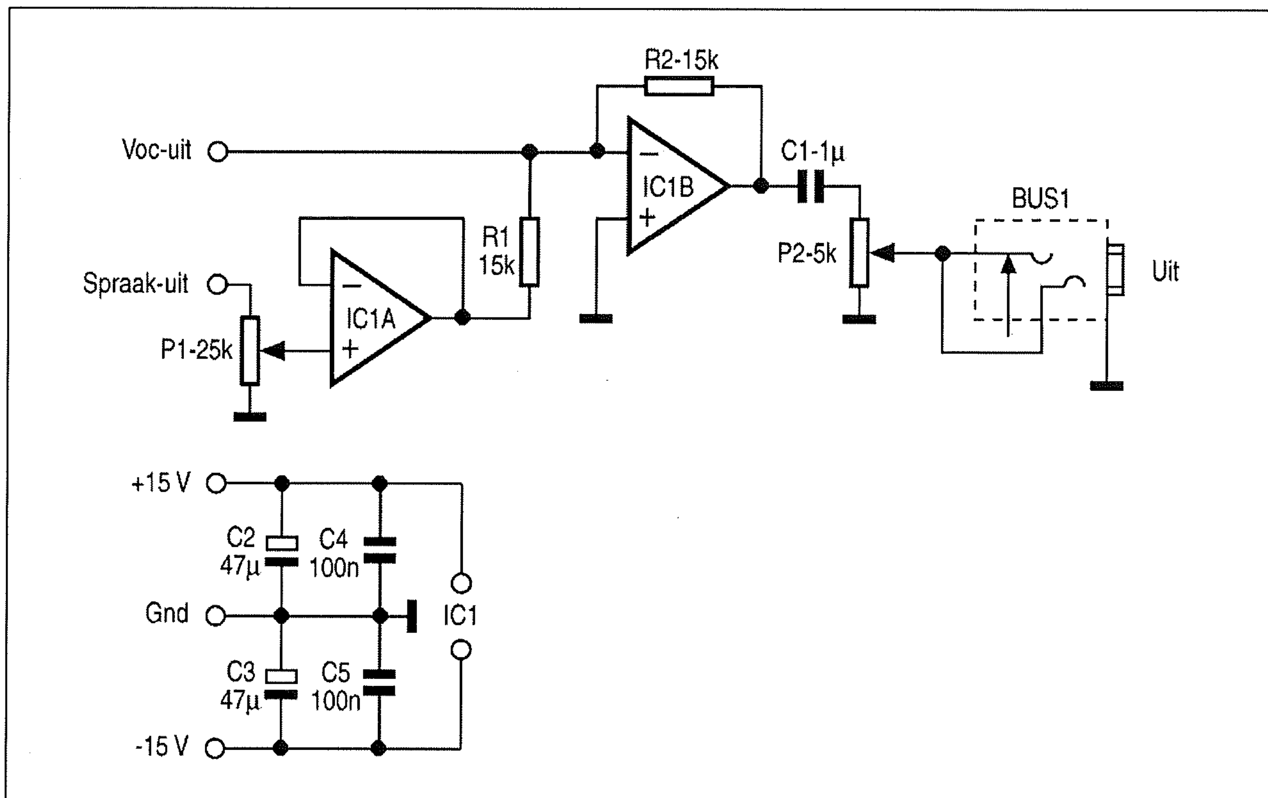
Figuur 4/2.29-13 geeft de print lay-out van de voorversterker en figuur 4/2.29-14 de onderdelenopstelling. Ook hier worden eerst alle gaten met 0,8 mm geboord en vervolgens opgeboord zoals beschreven bij de vocoder unit. Er zijn twee draadbruggen en er zijn drie printpennen voor de voedingsspanningen. De bouw wijst zich verder zelf, figuur 4/2.29-15 laat de kant-en-klare voorversterker zien.

De uitgangsversterker

De uitgangsversterker, voorgesteld in figuur 4/2.29-16, is opgebouwd met twee op-amp's. IC1A is een buffertrapje voor het spraaksignaal met een regelaar voor de "injectiesterkte". Meestal staat deze regelaar vrij laag. Via R1 wordt de spraak aan de sommeerversterker IC1B toegevoerd. De vocoder units zijn al uitgerust met sommeerweerstanden zodat het punt Voc-uit van de "bus" direct op het virtuele nulpunt kan worden aangesloten. Via sterkteregelaar P2 is het uitgangssignaal op BUS1 beschikbaar. De uitgang is laagohmig genoeg om vrijwel alle ingangen aan te kunnen sturen.

Figuur 4/2.29-17 geeft de print lay-out van de uitgangsversterker en figuur 4/2.29-18 de onderdelenopstelling. Ook hier worden eerst alle gaten met 0,8 mm geboord en vervolgens opgeboord zoals beschreven bij de vocoder unit.

2.29 Eenvoudige vocoder: laat uw stem een gitaar doen zingen



Figuur 4/2.29-16: Het schema van de uitgangsversterker.

ONDERDELENLIJST UITGANGSPRINT

WEERSTANDEN, 1% METAALFILM, 0,25 W

R1,R2	15 kΩ	

INSTELPOTENTIOMETERS, PIHER PT15NH MET KARTELKNOP EN INSTEEK-AS LANG 18,2 mm

P1	25 kΩ	
P2	5 kΩ	

CONDENSATOREN

C1	1 µF	MKT (MKH) RM7,5 of RM5
C2,C3	47 µF	25 V, staand RM2,5, 6 x 7 mm
C4,C5	100 nF	50 V RM2,5, multilayer

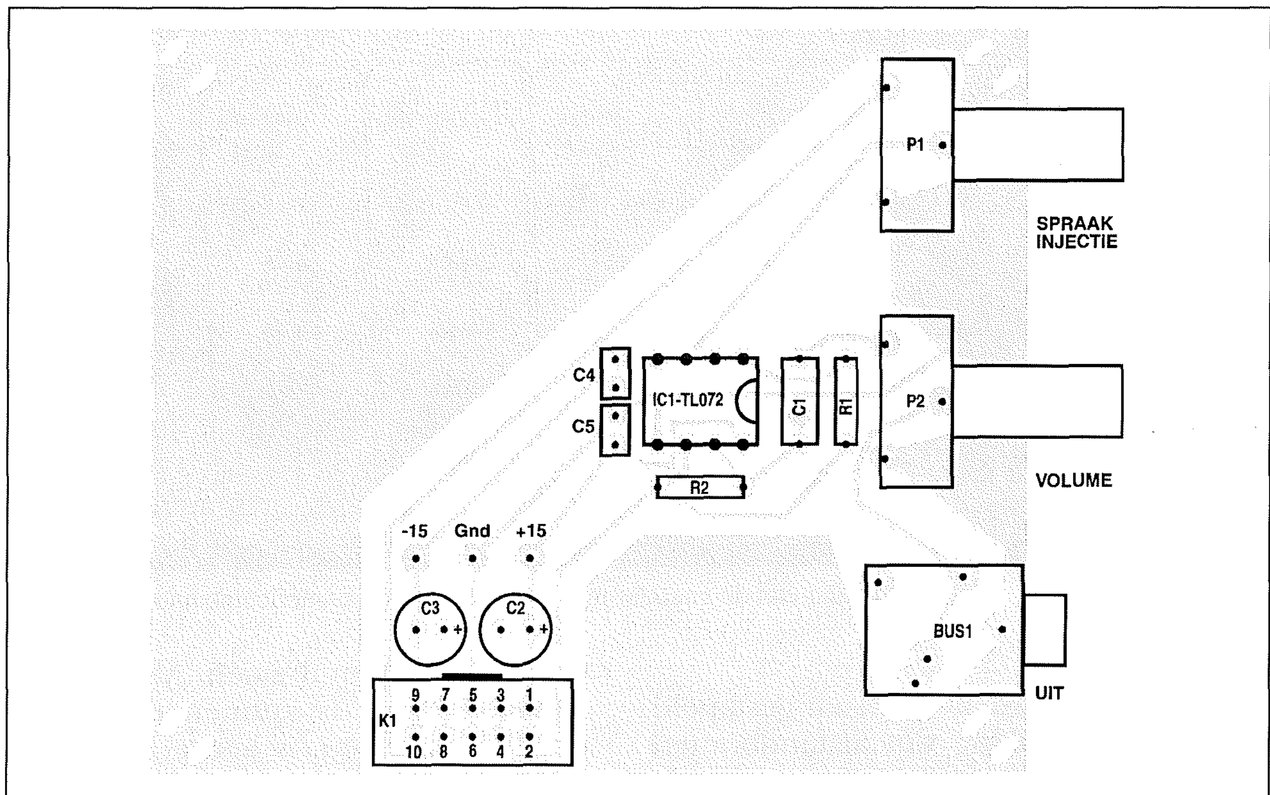
HALFGELEIDERS

IC1	TL072

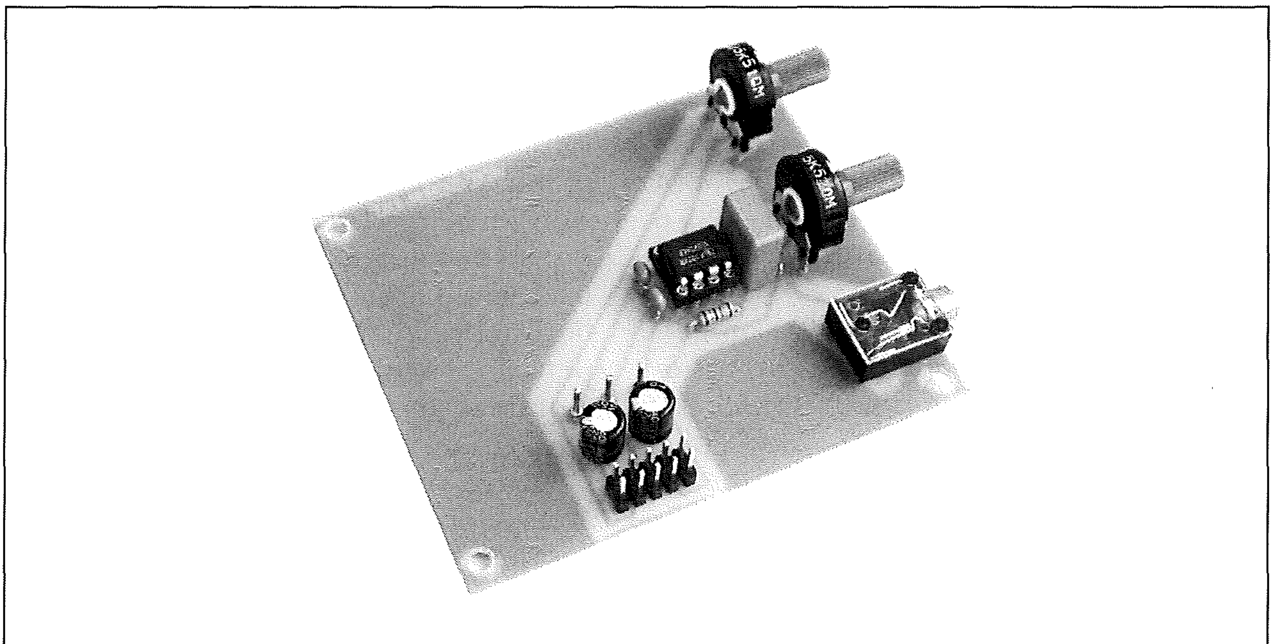
DIVERSEN

1	precisie IC-voet 8 pens met buscontacten
1	printheader 2 x 5, RM2,54
1	opzetconnector 2 x 5, RM2,54 female voor bandkabel
1	stereo printstekerbus 3,5 mm met schakelcontact
1	stereo jackplug 3,5 mm
4	afstandbout M3 binnen/buiten SW 5,5 mm, lengte 25 mm

2.29 Eenvoudige vocoder: laat uw stem een gitaar doen zingen



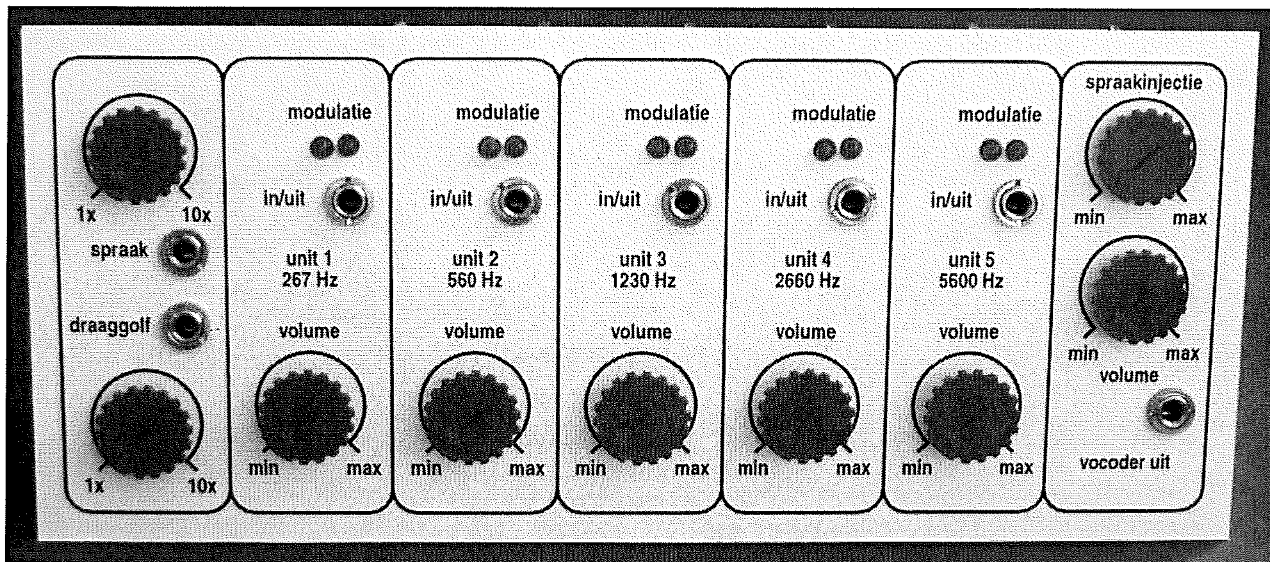
Figuur 4/2.29-18: De componentenopstelling van de uitgangsversterker.



Figuur 4/2.29-19: Het proto-type van de uitgangsversterker.

Er zijn drie printpennen voor de voedingsspanningen. De bouw wijst zich verder zelf, figuur 4/2.29-19 laat de kant-en-klare uitgangsversterker zien.

2.29 Eenvoudige vocoder: laat uw stem een gitaar doen zingen



Figuur 4/2.29-20: Het frontplaatje van de vocoder mét de gemonteerde printencombinatie.

De samenbouw

Alle printen worden op elkaar gestapeld met gebruikmaking van afstandbouten M3, binnen/buiten SW 5,5 en met een lengte van 25 mm. Onder iedere afstandbout is een ringetje met een dikte van 0,5 mm gelegd. Op de bandkabel worden de zeven opzetconnectoren geperst, een onderlinge afstand van 7 cm is prima en bij de eindconnectoren wordt de bandkabel afgeknipt. De voeding loopt via de printpennen. Figuur 4/2.29-6 geeft het eindresultaat van alle inspanningen.

Voor de vocoder is een frontplaat ontworpen, die het apparaat een professioneel aanzien geeft, zie figuur 4/2.29-20. De frontplaat kan worden ontworpen met FrontDesigner van Abacom (www.vego.nl/abacom) en worden afgedrukt en op een plaatje ABS (dik 1 mm) worden gelijmd. De gaten voor de insteek assen en voor de bussen zijn 6 mm en voor de LED's 4 mm in diameter. Boren is geen goed idee, de enige goede manier is ponsen. Het kan nodig zijn de gaten iets op te ruimen, om de assen wrijvingsloos te laten draaien. Als het frontplaatje te smal is kunnen ringen weg worden genomen, is het te breed, dan kunnen extra opvulringen worden gebruikt. Bij het prototype paste alles in een keer. De frontplaat zit vast door de moeren op de bussen.

In de insteek assen zijn de kartelknoppen gedrukt. Ze zijn daar wel niet voor ontworpen maar het gaat prima. Als de pijlen zijn uitgericht moeten ze stevig worden aangedrukt, dan slippen ze niet. Er zijn ook langere insteekassen verkrijgbaar, dan kunnen gewone knoppen worden gebruikt. Gebruik spantang knoppen, door knoppen met schroeven worden de insteekassen beschadigd.

De patch snoertjes

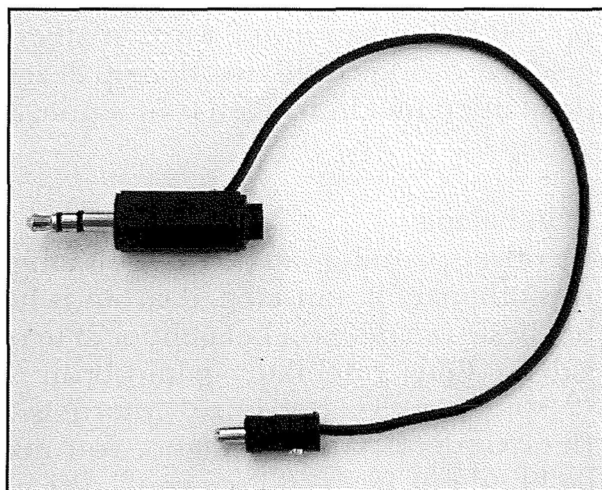
Met patch snoeren kunnen frequentiebanden worden verwisseld. Dan kan een stem als Donald Duck klinken, maar omdat er maar vijf kanalen zijn is het effect niet overweldigend. Van het huis van de jackplug wordt het versmalde deel voor de opvang van het snoer afgesneden. De opening wordt opgeruimd tot er een

2.29 Eenvoudige vocoder: laat uw stem een gitaar doen zingen

2,6 mm bus klemmend in past. In de zijkant van het huis, dicht bij de snoeropening, wordt een 3 mm gat geboord. Aan de puntaansluiting wordt een soepel snoertje gesoldeerd met een lengte van circa 18 cm. Aan de cilinderaansluiting wordt een kort snoertje gesoldeerd, 5 cm is voldoende.
Beide snoertjes worden door het snoergat van het huis gevoerd waarna het huis op de plug wordt geschroefd. Dan wordt het lange snoer door het 3 mm gat naar buiten gevoerd en het korte snoer op ongeveer 1 cm afstand van het huis afgeknipt. Het korte snoer wordt verbonden met een 2,6 mm bus, die dan in het huis wordt gedrukt en met een druppeltje (dunne) CA-lijm wordt vastgezet. Aan het lange snoertje komt een 2,6 mm stekker.
Deze patch snoeren zijn sneller gemaakt dan beschreven. Figuur 4/2.29-21 laat zien hoe zo'n patch-snoertje er uitziet. Bussen en stekkers van 2,6 mm worden bij modelspoor gebruikt, ze zijn onder andere verkrijgbaar bij Conrad.

Afregeling
Er zijn drie dingen die bij de vocoder units moeten worden afgeregeld:
- de nulspanning op de BUS;
- de stroombron;
- de balans van de VCA.

Nulspanning
De spraak- en draaggolfingangen blijven open, dan zijn ze automatisch met massa verbonden. In de BUS van unit 1 wordt een patchsnoer gestoken, tussen de busaansluiting en massa wordt een voltmeter aangesloten en met P1 wordt de spanning afgeregeld op 0 V. Vervolgens worden de overige unit's op dezelfde manier afgeregeld.



Figuur 4/2.29-21: De constructie van de patch snoertjes.

Stroombron
Alle vocoder regelaars worden in de stand "minimaal" gezet en de uitgangsregelaar van de vocoder wordt op "maximaal" gezet. Op de uitgang van de vocoder wordt een versterker aangesloten en op de spraakingang wordt een sinustoon van 267 Hz gezet. De toongenerator van de reeds genoemde "AudioTester" kan hier goede diensten bewijzen. Dan wordt de volumeregelaar voor spraak ingesteld op 100% modulatie. Vervolgens wordt de volumeregelaar voor de draaggolf in dezelfde stand gezet, waarna de jackplug uit de spraakingang getrokken wordt en aangesloten wordt op de draaggolfingang. Dan wordt de vocoder regelaar van unit 1 opgedraaid. Als de testtoon steeds sterker klinkt, wordt P2 verdraaid tot de testtoon juist niet meer hoorbaar is. Als er bij het opdraaien van de vocoder regelaar geen toon hoorbaar wordt, moet P2 worden verdraaid tot de toon hoorbaar wordt en dan terug tot de toon juist niet meer hoorbaar is. Herhaal de afregeling met de vocoder regelaar op "maximaal". Dan wordt de regelaar van unit 1 op "minimaal" gezet, de frequentie ingesteld

op 560 Hz en kan unit 2 worden afgeregeld. De overige unit's worden op dezelfde manier, met hun eigen frequentie, afgeregeld.

VCA-balans

De offsetspanning van de OTA's is enigszins afhankelijk van Iabc, daarom is het het beste om deze op het gehoor af te regelen. Een geschikte geluidsbron is "2_spraak.mp3" op onze internetsite (lees verder): "Mister Magoo, you may be blind but I can still see you!". Dit bestand kan in de toongenerator van de "AudioTester" worden gekozen en wordt na start steeds herhaald tot op stop wordt gedrukt. De toongenerator wordt op de spraakingang aangesloten en de sterkteregelaar opgedraaid tot de modulatie-indicatoren voldoende signaal aangeven. Dan wordt de regelaar van unit 1 op "maximaal" gezet en alle andere vocoder regelaars op "minimaal". P3 van unit 1 wordt nu ingesteld op minimale geluidssterkte. Vervolgens wordt de regelaar van unit 2 opengedraaid en alle andere vocoder regelaars dichtgezet en kan unit 2 worden afgeregeld, enzovoort. Het is niet mogelijk om het geluid helemaal weg te krijgen, maar wel kan het voldoende zwak worden gemaakt om niet echt storend meer te zijn.

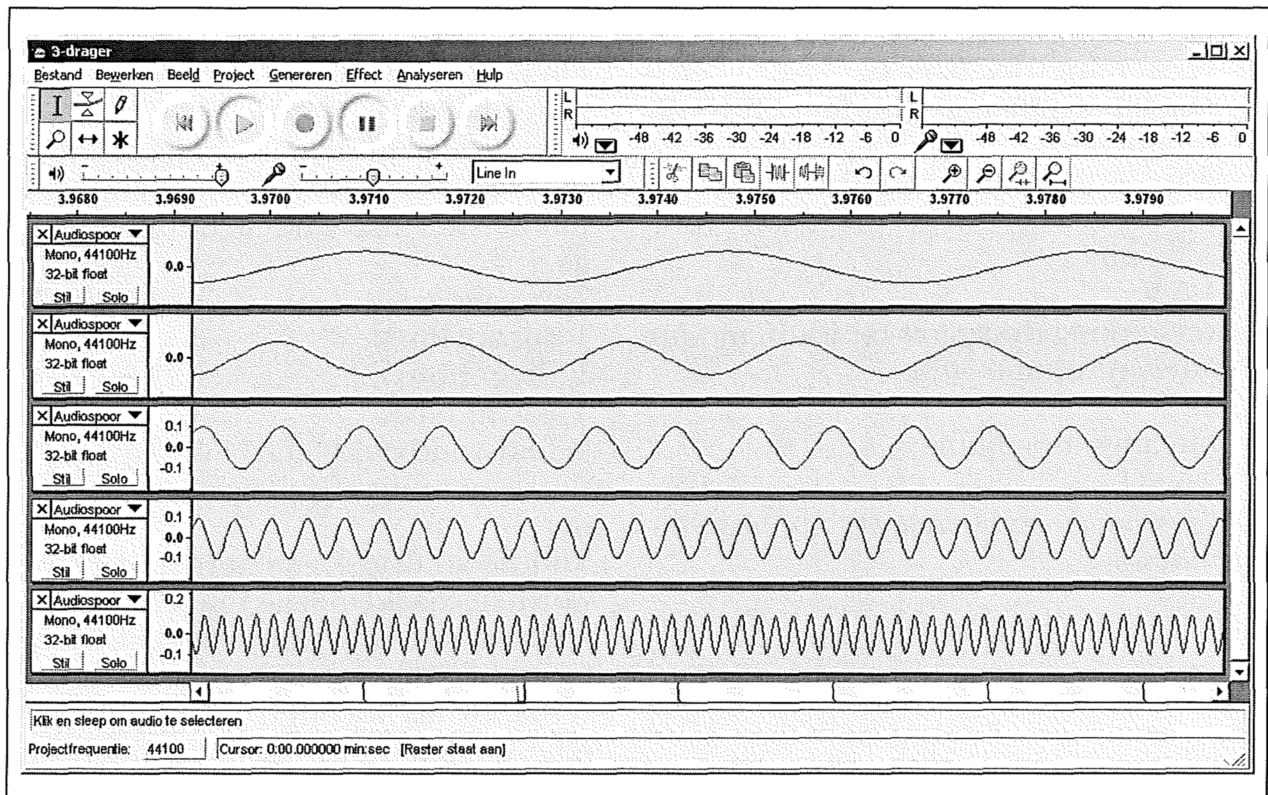
Gebruik van de vocoder

Het analyzer deel van de vocoder is eigenlijk een eenvoudige spectrum analyzer voor audiofrequenties. We waren heel nieuwsgierig naar het geluid dat daar uit kwam. De uitgangen van de bussen van de patchsnoertjes hebben we daarom via serieweerstanden van 10 kΩ verbonden met de ingang van de versterker. Op de spraakingang hebben we "2_spraak.mp3" gezet, te downloaden van onze internetsite. Het resultaat leek nog het meest op een onverstaanbaar binnensmonds gemompel. Verbazingwekkend dat hieruit een duidelijk verstaanbaar "stemgeluid" kan worden gereconstrueerd!
De vocoder is in feite alleen bruikbaar met een menselijke stem, waarschijnlijk omdat we daaraan zo gewend zijn. Zelfs in een omgeving met veel geroezemoes kunnen we een stem er goed uitfilteren. Dat is nu juist iets dat een vocoder niet kan. De spraak moet volkomen vrij zijn van bijgeluiden en er moet duidelijk worden gesproken. Daarom worden bij optredens met publiek speciale microfoons gebruik waarmee storende bijgeluiden kunnen worden verminderd.

Audacity

Een zeer geschikt programma om met de vocoder te experimenteren is het programma "Audacity" dat van http://audacity.sourceforge.net kan worden gedownload. Met "Audacity" kunnen de stereokanalen van de geluidskaart als aparte kanalen worden gebruikt. Daarom is het handig om een snoertje te maken met aan één kant een stereo jackplug voor de geluidskaart en aan de andere kant twee jackpluggen voor respectievelijk het linker en het rechter kanaal. De jackplug die is verbonden met de punt van de stereoplug is het rechter kanaal. De in- en uitgangen van de vocoder zijn weliswaar stereo bussen waarin stereo pluggen moeten, maar de signalen zijn mono.
Met ruis als drager klinkt de vocoder rauw, maar met een combinatie van zuivere tonen is de klank heel aardig. Zo'n combinatie kan met "Audacity" heel eenvoudig worden gemaakt, zie figuur 4/2.29-22.

2.29 Eenvoudige vocoder: laat uw stem een gitaar doen zingen



Figuur 4/2.29-22: Het maken van een samengesteld signaal met "Audacity".

Onder project kiest u "nieuw audiospoor", een leeg spoor verschijnt. Dan kiest u onder "genereren" sinustoon en vult in 267 Hz met sterkte 0,1. Dit wordt herhaald voor 560 Hz, 1.230 Hz, 2.660 Hz en 5.600 Hz. De sporen kunnen afzonderlijk en in iedere gewenste combinatie worden beluisterd. Door ze te exporteren als WAV-bestand wordt er een enkelvoudig bestand van gemaakt, dat in "Audacity" kan worden geopend en eventueel versterkt kan worden. Dit kan dan als linker kanaal worden ingesteld. Een spraakbestand kan door middel van kopiëren en plakken worden geïmporteerd en als rechter kanaal worden ingesteld. Nu kunnen de kanalen als ingangssignalen voor de vocoder worden gebruikt. Dit klinkt veel beter dan ruis; een beetje carillon-achtig. Als de ingangen per ongeluk verwisseld worden, is er gewone spraak te horen (tot schrik van uw auteur, die dacht dat al zijn werk voor niets was geweest!).

Besluit

Een kanaal-vocoder is een vocaal hulpmiddel met een eigen karakter en dat is waarschijnlijk de reden waarom veel musici en toetsenisten er nog altijd gebruik van maken.

Belangrijkste gegevens

- voedingsspanning:
  +15 V en -15 V (beide gestabiliseerd)
- stroomverbruik:
  +200 mA en -200 mA
  per vocoder unit: +35 mA en -35 mA
- ingangsimpedantie:
  27 kΩ
- ingangsgevoeligheid spraak voor 100% modulatie:

2.29 Eenvoudige vocoder: laat uw stem een gitaar doen zingen

versterking 1x: 3,5 V_{eff}
versterking 10x: 0,35 V_{eff}

- maximale uitgangsspanning bij 100% modulatie:
  3 V_{eff}
- ingangsgevoeligheid draaggolf voor 3 V_{eff} uit:
  1,5 V_{eff}
- versterking draaggolf bij 100% modulatie en volume 50%:
  1x
- uitgangsimpedantie:
  2,5 kΩ

(Alle gevoeligheden gemeten met zuivere sinusspanning)

Geluidssamples op onze internetsite
Op onze internetsite
www.hobbyelektronica.nu
staan drie geluidsvoorbeelden op de pagina "Softwareservice", die u kunt selecteren in het linker frame van de homepage.
Zo vormen:
1_spraak.mp3;
1_drager.mp3;
1_vocuit.mp3,
geluidsvoorbeeld één. "vocuit.mp3" is steeds het uitgangssignaal van de Vocoder.
Voorbeeld drie is een bericht dat steeds wordt herhaald met als drager muziek afkomstig van een Mahjong spel. Het effect is bijna hypnotisch, het zou ons niet verbazen als vocoders voor therapeutische doeleinden gebruikt zouden kunnen worden.

Bob Stuurman

2.29 Eenvoudige vocoder: laat uw stem een gitaar doen zingen

HOE MAAKT U DEZE PRINTEN?

OPTIE 1: zelf maken

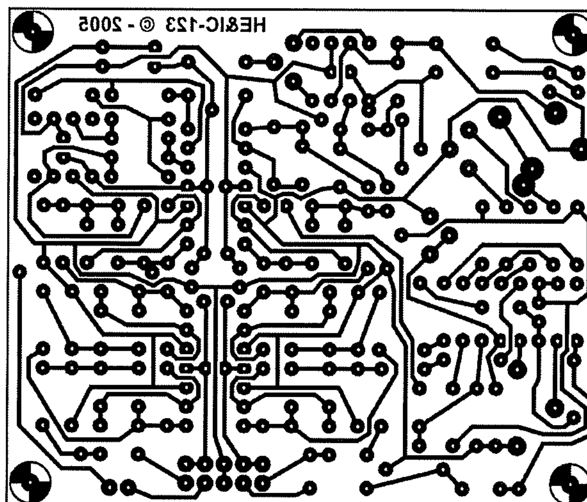
U scant deze pagina en drukt deze met een inkjet-printer af op A4 formaat op transparante folie. U knipt de print uit en belicht er de fotogevoelige printplaat mee.

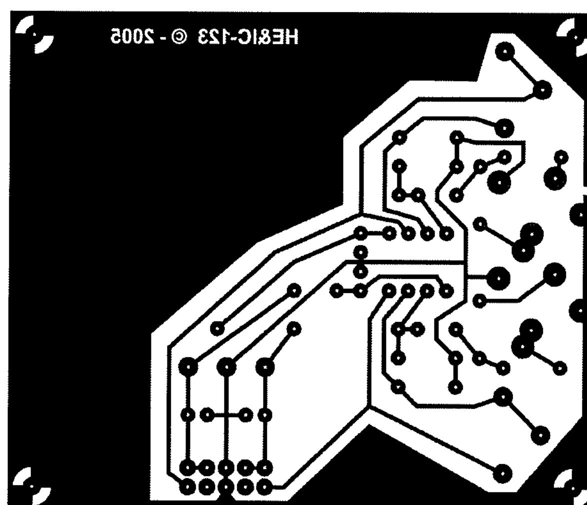
OPTIE 2: via Internet

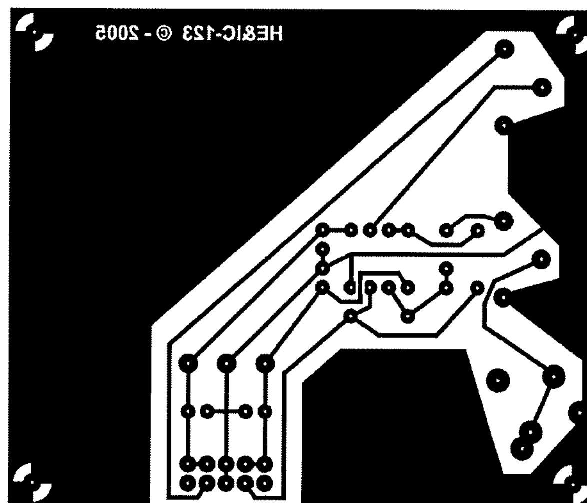
Op **www.hobbyelektronica.nu** selecteert u uit het linker menu de optie "Printservice". In het rechter venster selecteert u het hoofdstuknummer. U kunt nu de print als TIF-file downloaden. U opent deze file in een beeldbewerkingsprogramma en drukt deze met de op de Internet-pagina aangegeven afmetingen op transparante folie af. U belicht hiermee de fotogevoelige print.

OPTIE 3: bestellen

U stuurt een **ONGEFRANKEERD** briefje naar Vego VOF, Antwoordnummer 30020, 6374 ED Landgraaf, met vermelding van het hoofdstuknummer. U krijgt per kerende post het printontwerpje op transparante folie **GRATIS** toegestuurd. U belicht hiermee de fotogevoelige print.







Figuren 4.2.29-8, -13 en -17:
De printen voor de schakeling.

2.29 Eenvoudige vocoder: laat uw stem een gitaar doen zingen